técnica

423 associação dos estudantes do instituto superior técnico
fevereiro 1975 revista de engenharia

HELIAÇO

VARÕES DE AÇO DE ALTA RESISTÊNCIA PARA BETÃO ARMADO TIPO A. 40
(«Heliaço» e «SNT 40»)

TENSÕES DE SEGURANÇA
Ra = 2400 kg/cm²
e
Ra = 4000 kg/cm² (SISMOS)

Literatura e Tabelas de Cálculo fornecidas gratuitamente

HELIAÇO, LDA.

R. DE S. JULIÃO, 41, 4.º D. — LISBOA

Tel.: 36 78 17 - 32 37 06 - 36 94 77

TABELAS PARA O CÁLCULO DE BETÃO ARMADO

por

Brazão Farinha e Mexia Heitor

Preço 250$00
Desconto de 10% aos assinantes

PEDIDOS À

técnica

Iluminação
é o nosso ofício

SCHRÉDER, S.A.R.L.

Carnaxide — Tel. 219 00 37

BIBLIOTECA DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA LISBOA

OFERTA

técnica

NÚMERO 423 FEVEREIRO DE 1975 ANO L VOLUME XXXVI PUBLICAÇÃO MENSAL

DIRECTOR
José de Oliveira Paulo

CHEFE DE REDACÇÃO
Rogério Caldas Pinto

ADMINISTRADOR
Delmar Baptista

SECRETÁRIO
António Maria da Fonseca

REDACTORES
José Agostinho Marques
Jorge Braz
Armando Ruano

DIRECÇÃO, REDACÇÃO E ADMINISTRAÇÃO
Av. Rovisco Pais, I. S. T. — Lisboa
Telefone 72 93 23

PROPRIETÁRIO
A. E. I. S. T.

★

ASSINATURAS:	5 n.os	10 n.os
Continente e Ilhas	140$00	250$.
Países de língua Portuguesa e Espanha	150$00	270$.
Estrangeiro	—	300$.
Número avulso	—	35$.

Não se publica em Agosto e Setembro

Os artigos assinados são da exclusiva responsabilidade dos autores.

★

COMPOSIÇÃO E IMPRESSÃO
MOVIGRÁFICA
Rua do Espírito Santo, 19-A - Odivelas

SUMÁRIO

111 — C. DINIS DA GAMA — *Bases do estudo económico de um empreendimento mineiro.*
Basis for the economic analysis of a mining venture.

121 — J. FERRY BORGES, A. RAVARA, J. PEREIRA e V. MONTEIRO — *Metodologia para o estudo sísmico de edifícios préfabricados por painéis.*
Methodology for seismic studies of prefabricated panel buildings.

127 — ÁLVARO BENTO LEAL — *Solução da equação de Poisson pelo método de Ritz-processo geral para qualquer contorno.*
Solution of Poisson equation by Ritz method. General procedure for any boundary.

133 — J. M. VIEGAS GONÇALVES — *Identificação de sistemas lineares por amostragem finita no domínio do tempo (*).*
Linear system identification by finit sampling in time domain.

141 — RODRIGO MARTINS e ISAURA MARTINS — *Conversor digital análogo temporal.*
Analog to time digital converter.

165 — A. SOUSA COUTINHO — *Observações sobre a «proposta para a reestruturação dos cursos de engenharia civil».*
Discussion of the paper «a way for the reestructuration of civil engineering courses».

CAPA — Reactor Nuclear de PELINDABA (PRETÓRIA)

INDICE ALFABÉTICO DOS ANUNCIANTES

	pág.
Aguiar & Melo, Lda.	XVI
Construções Técnicas	XIII
Construções Schréder	2.ª da capa
Electro-Arco, Lda.	IV
Empreza de Cimentos de Leiria	V
Empresa Técnica de Equipamentos Eléctricos	X
Empresa Ultramarina de Sondagens e Fundações	IX
EURAL	II
Fanafel	IX
Harker Sumner	XIV
Heliaço	2.ª da capa
MAGUE	VII
Novobra, Lda.	XII
ROMAR	XI
Sociedade Amadeu Gaudêncio	XII
Soc. Electricidade Brown Boveri	XV
Sociedade Portuguesa Cavan	IV
S. K. F., Lda.	III
Sondagens e Fundações A. Cavaco	IV
SOREFAME	VIII
YTONG PORTUGUESA	I

Colaboram neste número as seguintes Agências de Publicidade:

ESFERA-PUBLICIDADE, LDA., HORA-AGÊNCIA DE PUBLICIDADE

pode construir-se num ano o que não se construiu em 50?

pode!

Os blocos Ytong construem rápido.

Rapidez de construção. Economia de materiais.
Utilização extremamente fácil: os blocos Ytong trabalham-se como a madeira.
Grande resistência. Leveza. Alto coeficiente de isolamento térmico.
O betão celular autoclavado Ytong – blocos, plaquetas, grânulos, divisórias interiores, placas de fachada – é o material de construção do futuro. Utilizado no presente. Na construção de grandes bairros residenciais, fábricas, teatros e complexos turísticos.
A Ytong assegura entrega imediata. A Ytong garante assistência técnica à construção civil. Com demonstração prática das utilizações.

YTONG

BETÃO CELULAR AUTOCLAVADO

ESTRADA NACIONAL N: 10-KM.17 • TELEFONES 2019906-7-8-9 • COINA

A SUA AUSÊNCIA POR UM FIO...

Você é um homem de negócios,
um advogado, um médico,
um engenheiro.
A sua vida depende dos outros.
As suas ausências também.
O ALIBICORD acopulado ao
seu telefone tudo lhe regista:
as pessoas que o
contactaram, as mensagens
que lhe dirigiram.
ALIBICORD
a sua presença em cada
ausência.

eural

sociedade europeia de comércio de importação e exportação, lda.
rua rodrigues sampaio, 21, 6.º, esq. – telef. 53 69 31/2 – LISBOA

esfera

SKF

A SKF não tem apenas rolamentos de esferas e de rolos .

Temos também rolamentos de agulhas

rótulas e embutes .

Evidentemente, temos do mesmo modo toda a espécie de acessórios para rolamentos.

Além disso a SKF fabrica muitos outros produtos de qualidade.

Rodas e carretos cónicos, por exemplo

Fusos roscados de rolamento de alta precisão que transformam o movimento de rotação em linear.

Fabricamos também machos cassonetes

e brocas .

O mesmo se passa com pontos rotativos .

E muitos sabem que também temos um bom Serviço Técnico.

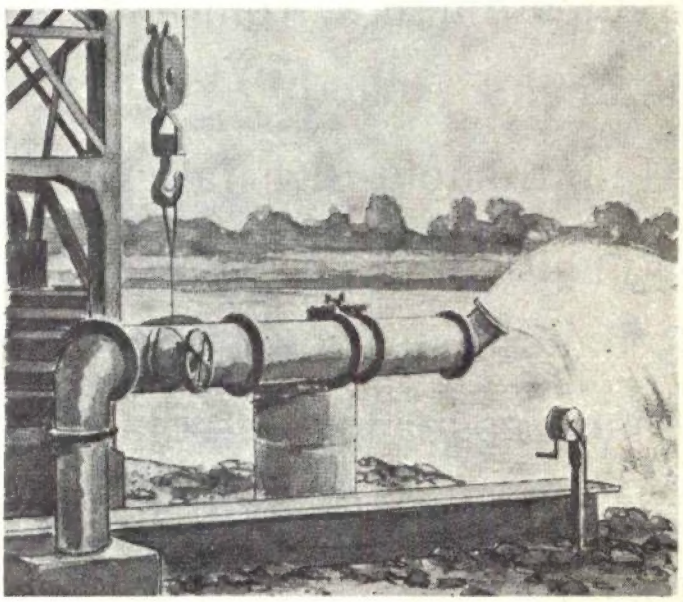
SOCIEDADE SKF LIMITADA

LISBOA - PRAÇA DA ALEGRIA, 66-A
TELEF.: 362301 - TELEGR.: ESKAEF - TELEX: 12156

PORTO - RUA DELFIM FERREIRA, 604
TELEF.: 692054 - TELEGR.: ESKAEF

Av. Visconde Valmor, 76-1.º - Tel. 766014 (7 linhas) Lisboa-1

Água: eis o que lhe oferecemos!



- Pesquisas e captações de água
- Estudos hidrogeológicos
- Sondagens e Fundações
- Rebaixamento de níveis aquíferos

ACAVACO

R. Rodrigo da Fonseca, 62, r.c-Esq. - Lisboa-1
Tel. 56 11 71/2/3/4

ELECTRO-ARCO, S.A.R.L.

- FABRICANTE DE ELÉCTRODOS E ARAME PARA SOLDADURA AUTOMÁTICA
- EQUIPAMENTO PARA SOLDADURA ELÉCTRICA E OXI-ACETILÉNICA
- ACESSÓRIOS

★

MATERIAL APROVADO POR
AMERICAN BUREAU OF SHIPPING
BUREAU VERITAS
DET NORSKE VERITAS
GERMANISCHER LLOYD
INSTITUTO DE SOLDADURA
LLOYD'S REGISTER OF SHIPPING

★

SEDE, FÁBRICA E LABORATÓRIOS
Rua Vice-Almirante Azevedo Coutinho, 4
VENDA NOVA — AMADORA
Telefs. 97 63 21 - 97 17 33 - 97 64 71 - 97 06 13
DELEGAÇÃO NO NORTE
Rua Delfim Ferreira, 525
PORTO
Telef. 6 21 24

PREFIRA

SUPER-VULCANO

UM CIMENTO DA
MAIS ALTA QUALIDADE
DISTRIBUÍDO PELA

EMPREZA DE CIMENTOS DE LEIRIA
S. A. R. L.

PORTUGAL

SÍMBOLO DE QUALIDADE

Sede:

R. Braamcamp, 7 — LISBOA

Fábrica: **Maceira - Liz**

Delegações:

PORTO — Av. dos Aliados, 41 — Tel. 2 01 31

FARO — Lugar dos Salgados — Tel. 2 58 33

Já pensou...

... que o seu anúncio
é muito eficaz se for
publicado na revista que
os seus clientes lêem?
Os milhares de exemplares
de cada número da nossa revista
são lidos por engenheiros
e técnicos, por pessoas ligadas
à indústria, à investigação, ao
ensino, pelos seus clientes,
em suma. Consulte-nos

técnica REVISTA DE ENGENHARIA

Avenida Rovisco Pais • Lisboa 1 • Telef. 72 93 23

EDITORIAL

Como se pode constatar pela simples observação das capas das últimas revistas esta estava a ser publicada com dois meses de atraso.

Tentamos divulgar as razões que levaram a este estado de coisas no último Editorial e como se viu residem sobretudo nas dificuldades havidas no arranque das nossas actividades após longo tempo de encerramento compulsivo.

Desde artigos prontos a publicar e que ficaram ultrapassados a originais perdidos, a anunciantes que foi necessário contactar de novo até ao aumento substancial das matérias primas e mão de obra agravado ainda pela não totalmente solucionada crise financeira da AEIST tudo foram problemas que tentamos e conseguimos em parte superar.

Neste momento com a maioria dos problemas ultrapassados e com a secção em funcionamento tentávamos a todo o custo recuperar os meses em atraso e pensávamos em Julho próximo publicar a revista referente a esse mesmo mês.

Verificámos, no entanto, que foi muito grande o número de revistas devolvidas com multa e tivemos conhecimento que muitos assinantes tiveram a amabilidade de a pagar, aos quais pedimos desculpa por isso.

Contactados os CTT fomos informados que só poderíamos beneficiar das facilidades por eles concedidas no envio de publicações periódicas sempre que elas sejam enviadas com um atraso máximo de um mês. Esse atraso é medido em relação ao mês a que a publicação se refere conforme indicação na capa.

Não nos sendo possível ultrapassar mais esta dificuldade a acrescentar ao tremendo esforço que se estava a dispender para tentar recuperar decidimos saltar os meses de Dezembro e Janeiro sendo esta revista pois referente a Fevereiro(75).

Ao tomar esta atitude tivemos presente que em nada vamos prejudicar os Assinantes na medida em que na assinatura é especificado o número de exemplares a que ela se refere e não qualquer período de tempo.

Agradecemos uma vez mais a vossa compreensão.

A Técnica

técnica

NÚMERO 423 FEVEREIRO DE 1975 ANO L VOLUME XXXVI PUBLICAÇÃO MENSAL

C. D. U. 622.003

BASES DE ESTUDO ECONÓMICO DE UM EMPREENDIMENTO MINEIRO

C. DINIS DA GAMA
Prof. Catedrático
da Universidade de Luanda

RESUMO

A análise económica aplicada a empreendimentos mineiros pressupõe o domínio de uma sequência de conhecimentos interligados, respeitante a informação, avaliação e decisão. A validade daquela análise é lógicamente condicionada pela representabilidade destas actividades. Neste trabalho, faz-se referência à necessidade de obtenção de dados de confiança, mensionam-se os vários métodos determinísticos e probabilísticos de avaliação económica e apontam-se critérios de decisão mais utilizados, com especial realce para os que se apoiam na simulação por computador.

A natureza interdisciplinar deste estudo é posta em relevo, embora certos aspectos da análise sejam típicos da Indústria Mineira.

SUMMARY

The economic analysis of mining prospects is conducted through the knowledge of a series of topics concerning information, evaluation and decision. The validity of each analysis depends upon the reliability of those forecasting activities.

In this paper, the need for obtaining reliable data, as well as for applying the available methods, both deterministic and probabilistic, of economic appraisal, and also to utilize decision criteria are underlined. Special emphasis is ascribed to computer simulation methods.

The interdisciplinary nature of this economic analysis is mentioned, although some aspects are characteristic of the Mining Industry.

1 — INTRODUÇÃO

O estudo económico de um empreendimento mineiro é uma análise que depende de vários factores, uns de natureza técnica, outros de natureza financeira, outros até de natureza comercial (mercados, por exemplo).

Um estudo económico bem conduzido deve incluir o custo inicial no empreendimento, assim como os lucros esperados no futuro, os quais são obtidos a partir de uma análise do fluxo de capitais entrados e saídos na Empresa durante a vida prevista para o empreendimento. Esse fluxo entrará em consideração, por um lado, com as receitas brutas da exploração, por outro, com os custos operacionais e os custos indirectos (tais como depreciação, amortizações, deplecção do jazigo, custos de aquisição do capital, etc.).

A análise económica do empreendimento faz uso dessas grandezas, calculadas *a priori*, e inclui as mesmas em métodos económicos já consagrados para o estudo da rentabilidade de investimentos. Através do emprego destes métodos, encaram-se os diferentes graus de interesse que caracterizam as várias alternativas disponíveis para conduzir um mesmo empreendimento.

O risco inerente a cada uma das alternativas também pode ser quantificado, permitindo assim a escolha da solução que minimize a probalidade de insucesso (ou risco), simultaneamente com o lucro máximo que se obterá potencialmente através das várias alternativas.

A melhor alternativa será normalmente aquela que, entre todas as possíveis, maximizar o lucro previsto para o empreendimento, dentro de um mínimo de risco.

A incerteza dos resultados é consequência da limitada informação que habitualmente existe na indústria mineira, no que diz respeito ao cálculo das reservas, ao conhecimento do jazigo a explorar, aos custos de exploração previstos e à evolução futura dos mercados. O

carácter aleatório destes números implica que se utilizem métodos de análise probabilística apropriados para o respectivo processamento.

Antes de passar em revista esses métodos, começar-se-á por uma breve descrição dos métodos convencionais de estudo da rentabilidade de empreendimentos.

2 — ESTUDO DETERMINISTICO DA EXPLORABILIDADE

Um empreendimento mineiro inicia-se geralmente com a realização de um conjunto de trabalhos de prospecção e pesquisa, ou com a aquisição de dados geológicos obtidos por outrém, respeitantes a determinada área mineralizada.

No termo de essa fase preliminar de prospecção (maior ou menor, conforme o capital disponível) põe-se invariavelmente um problema de decisão sobre a continuação ou paralização dos trabalhos. Como para realizar o reconhecimento e valorização do jazigo são indispensáveis maiores investimentos de capital, é necessário assegurar que os mesmos possam vir a ser recuperados através de uma futura exploração.

Este estudo envolve, portanto, uma análise sobre a viabilidade económica do empreendimento que, se for favorável, prossegue com a selecção da melhor das alternativas que se deparam à continuação das operações. Mais ainda, urge demonstrar que a alternativa escolhida é mais atractiva para os investidores que outras actividades geradoras de dinheiro com menores riscos.

Frequentemente, os cálculos mineiros são elaborados em função de dois parâmetros que se podem prever através dos trabalhos de prospecção e pesquisa. São eles:

— a *produção* prevista para a futura mina; e
— o *teor recuperável* do minério.

Com base na informação existente e na experiência, fazem-se estudos de rentabilidade, avaliando as futuras receitas em confronto com as estimativas de custos, empregando métodos típicos de Análise Económica.

Vejamos quais os méodos mais correntes que se usam para a avaliação das oportunidades de investimentos:

— Método do período de reembolso;
— Método da taxa de reembolso;
— Método do valor actual;
— Métodos de desconto.

2.1 — *Método do período de reembolso*

É conhecido pelo método do *payback* ou *payout* e consiste simplesmente em calcular o tempo que um projecto leva a gerar receitas iguais ao capital investido para o pôr em execução. É pois um método que visa a determinação do número de anos que o projecto leva até repôr o seu custo inicial.

Teoricamente, dentro dos princípios deste método, um projecto seria preferível em relação a outro se fosse pago em menos anos, mas este critério é incompleto, pelas seguintes razões:

— Não toma em consideração o valor actual do dinheiro, ou seja, a influência do factor tempo no valor do capital.

Como se sabe, o valor actual V_a de certa quantia exprime-se em função do seu valor futuro V_f ao fim de n anos, por:

$$V_a = \frac{V_f}{(1+i)^n}$$

sendo i o juro anual, expresso em forma decimal (*).

Por exemplo, o valor actual da quantia (ou do lucro) de 1000 contos realizada em oito anos, utilizando um juro de 10% ao ano, é:

$$\frac{1000}{(1+0.1)^8} = 466{,}5 \text{ contos}$$

— Outro inconveniente é o método não se interessar pelos lucros que se conseguem após o período de reembolso considerado.

— Também não serve como critério de explorabilidade, como se deduz do seguinte exemplo: suponhamos duas alternativas A e B que exigem igual custo inicial. Se a A tiver um período de recuperação de três anos e uma vida produtiva de cinco, e B um período de recuperação de cinco anos e uma vida produtiva de vinte, segundo este método A seria preferível, embora fornecesse lucros muito inferiores no seu conjunto.

Também pode acontecer que A e B tenham iguais investimentos e iguais períodos de reembolso, mas que um deles recupere mais depressa que o outro uma percentagem importante (80% por exemplo) do investimento. Logicamente, esse seria preferível, embora segundo este método estivessem em iguais circunstâncias.

Por estes motivos, o método do período de reembolso é considerado pouco próprio para análise de investimentos complexos, como são os da Indústria Mineira.

2.2 — *Método da taxa de reembolso («rate of return»)*

Consiste essencialmente em determinar o quociente entre o lucro anual médio e o capital inicial despendido. Esse quociente constitui a taxa de reembolso, que quanto mais alta for mais conveniente é a alternativa.

(*) Este conceito não toma em consideração a diminuição com o tempo do poder aquisitivo do dinheiro, fenómeno inevitável, normalmente conhecido por inflacção.

PROJECTO	ANOS					TOTAL	TAXA DE REEMBOLSO	VALOR ACTUAL A 7%	T. D. I.
	1	2	3	4	5				
Receitas	200	200	200	200	200	1000			
A Custos	100	100	100	100	100	500	25%	10,0	8%
Lucros	100	100	100	100	100	500			
Receitas	100	150	200	250	300	1000			
B Custos	100	100	100	100	100	500	25%	2,1	7,1%
Lucros	0	50	100	150	200	500			
Receitas	300	250	200	150	100	1000			
C Custos	100	100	100	100	100	500	25%	36,4	12,15%
Lucros	200	150	100	50	0	500			

Tal como o anterior, este método também tem o defeito de não distinguir entre projectos que obtenham o mesmo lucro total no mesmo intervalo de tempo, embora uns apresentam lucros crescentes outros decrescentes e outros ainda constantes. Para ilustrar esta afirmação, consideremos o exemplo de três projectos *A*, *B* e *C* que apresentam a mesma vida útil (cinco anos), os mesmos lucros totais e o mesmo capital inicial (400 contos, por exemplo).

Enquanto o projecto *A* tem receitas constantes, *B* tem receitas sempre crescentes e *C* sempre decrescentes. Embora tenham todos a mesma taxa de reembolso, é fácil compreender que *C* é melhor que *A* pois recupera mais cedo a mesma quantia. Pela mesma razão, *A* é preferível a *B*.

Embora estas conclusões sejam intuitivas, elas não fazem parte deste método, mas serão quantificadas pelos métodos que se indicam a seguir.

Outro aspecto que o método da taxa de reembolso não considera é o *custo* do dinheiro. De facto, se o juro a que foi adquirido é elevado (comparável aos 25%), qualquer dos projectos não é rentável. Na realidade, entrando com esse critério noutros métodos, pode concluir-se que os projectos são rentáveis e se classificam por ordem decrescente de interesse em *C*, *A* e *B*.

Concluimos pois que o método da taxa de reembolso satisfaz como critério de explorabilidade, por ser contra os projectos a curto prazo, ao contrário do método do período de reembolso.

2.3 — *Método do valor actual*

Já foi definido o conceito de valor actual. De facto, o dinheiro possui um valor que é função do tempo e a recuperação de investimentos ao fim de alguns anos deve entrar em consideração com esse facto.

Assim, por exemplo, um lucro de 100 contos obtido ao fim de um ano (após qualquer investimento) pode ser reinvestido e valer 150 contos ao fim de cinco anos. Por outras palavras, um lucro de 100 contos ao fim de um ano equivaleria ao lucro de 150 contos ao fim de cinco anos, supondo inexistente o problema da inflacção.

O valor do dinheiro em diferentes intervalos de tempo depende, pois, de

— Taxa de juro (normalmente escolhe-se um juro igual ao que onera a aquisição do capital);

— Quantidade de dinheiro investido;

— Tempo ao longo do qual é investido.

Assim, usando a expressão $V_a = V_f/(1+i)^n$, estabelece-se quanto vale em cada um dos anos seguintes a unidade monetária, e multiplica-se pelos lucros conseguidos (ou previstos) ao longo desses anos. O somatório desses lucros, corrigidos para o seu valor actual, representa a rentabilidade do investimento, que pode então ser comparada com o seu custo inicial. A diferença entre aquele somatório e o investimento (ambos referidos aos seus valores actuais) representa o *valor actual líquido*.

Entre várias hipóteses de investimento, escolher-se-á, evidentemente, a que tiver maior valor actual líquido.

Define-se também a *taxa de valor actual* como a relação entre o valor actual líquido e o investimento inicial.

No caso de o investimento não ser intantâneo, mas se concretizar ao longo de *p* anos (anos de pré-produção), a taxa de valor actual será o quociente

ANOS	Valor actual de 1 c. à taxa de 7%	Lucros, em valor actual, dos projectos		
		A	B	C
1	0,934	93,4	0,0	186,8
2	0,873	87,3	43,0	130,9
3	0,816	81,6	81,6	81,6
4	0,762	76,2	114,3	38,1
5	0,713	71,3	142,6	0,0
	SOMA	410,0	402,1	436,0
	INVESTIMENTO	400,0	400,0	400,0
	Valor actual líquido	10,0	2,1	36,4
	Taxa de valor actual	2,5%	0,5%	9,1

$$\frac{\sum_{x=1}^{x=n} \frac{V_x}{(1+i)^x}}{\sum_{x=1}^{x=p} \frac{V_{fx}}{(1+i)^x}}$$

em que n é o número de anos do empreendimento, i o juro anual pré-estabelecido e V_{fx} é o lucro futuro no ano x.

Entre várias alternativas, será preferida a que apresentar maior taxas de valor actual.

Retomemos o exemplo dos três investimentos *A*, *B* e *C*, admitindo que o juro pré-fixado era de 7% ao ano.

Observa-se, pois, que a alternativa mais conveniente é *C*, seguida de *A* e finalmente de *B*.

2.4 — *Métodos de desconto*

Sob esta designação, incluimos os chamados métodos de fluxo de capitais descontados *(discounted cash flow)*.

O fluxo de capitais num empreendimento não é mais que o balanço contínuo entre as despesas, somadas a outros custos exigidos pelo arranque desse empreendimento, e as receitas de caixa que são esperadas. Tal balanço é, em geral, estabelecido ao ano.

Nos custos de um empreendimento há que incluir as despesas de capital e de lançamento do projecto, enquanto que nas receitas se incluem lucros, depreciações e a depiecção (*).

Os métodos de desconto trabalham sobre a geração de dinheiro e não na contabilidade dos lucros, porque só quando o dinheiro é recebido é que constitui um benefício utilizável como dividendos, como capital para outros investimentos, etc.

Ao longo da vida de um empreendimento, é habitual ter no início um fluxo de capitais negativo (período de pré-produção) que passa a positivo após a produção dar origem a receitas superiores aos custos reais (custos operacionais + impostos + dispendios de capital).

Assim, em cada intervalo de tempo, um empreendimento pode ser caracterizado por fluxos de capital positivos ou negativos, conforme a soma algébrica das receitas e das despesas for positiva ou negativa, dentro desse mesmo período.

Só se podem apreciar em conjunto esses saldos (positivos ou negativos), se os situarmos no mesmo referencial de tempo, ou seja, se calcularmos os respectivos valores actuais.

Designa-se por desconto a conversão de fluxos de capital futuros em valores actuais.

Define-se *taxa de desconto interna («internal rate of return»)* como o juro que aplicado aos saldos positivos lhes confere valores actuais correspondentes aos saldos negativos, quando descontados ao mesmo juro.

Portanto, a taxa de desconto interna não é mais do que o juro que faz anular a soma algébrica de todos os valores actuais que caracterizam a vida de um empreendimento.

Analticamente, a taxa de desconto interna r é dada pela relação

$$\sum_{x=p+1}^{n} \frac{V_x}{(1+r)^x} + \sum_{x=1}^{p} \frac{V_{fx}}{(1+r)^x} = 0$$

onde as letras têm o mesmo significado já apontado a propósito do método do valor actual.

(*) Considera-se depiecção a amortização do valor inicial do jazigo, atendendo ao carácter esgotávvel do mesmo. Existem duas técnicas de cálculo de depiecção: por custos e por percentagens admissíveis do lucro bruto.

Note-se que, se o investimento é instantâneo p = 0), o seu valor inicial é simplesmente dado por

$$V_I = \frac{V_{I1}}{(1+r)} + \frac{V_{I2}}{(1+r)^2} + \ldots + \frac{V_{In}}{(1+r)^n}$$

onde *r* traduz a taxa de desconto interna nesse caso.

Como *critério* de selecção entre várias oportunidades de investimento, escolhe-se aquela que tiver *maior taxa de desconto interna.*

Normalmente r é calculado por tentativas e interpolações.

Vejamos o exemplo apresentado:

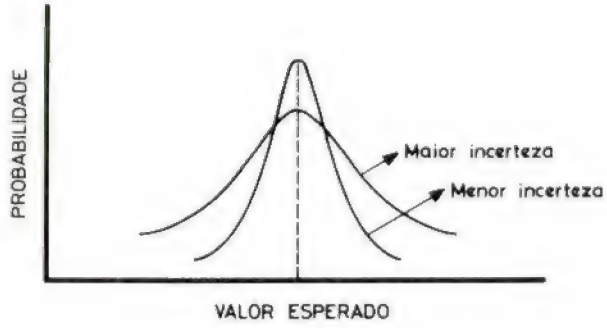


Fig. 1

ANOS	CASO A		CASO B		CASO C	
	r = 10%	*r = 7%*	*r = 10%*	*r = 7%*	*r = 10%*	*r = 12%*
1	90,9	93,4	0,0	0,0	181,8	178,6
2	82,6	87,3	43,0	43,6	123,9	119,5
3	75,1	81,6	75,1	81,6	75,1	71,2
4	68,3	76,2	102,0	114,3	34,1	31,7
5	62,1	71,3	124,2	142,2	0,0	0,0
	379,0	410,0	344,3	402,1	414,9	401,0
T. D. I. (interpolada)	8,0%		7,1%		12,15%	

Os diferentes projectos serão escalonados por ordem decrescente de valores da taxa de desconto interna, preferindo-se o caso *C*, depois *A* e finalmente *B*.

3 — ESTUDO PROBABILÍSTICO DA EXPLORABILIDADE

Os critérios da explorabilidade apresentados anteriormente são avaliados a partir da definição de parâmetros constantes (reservas, custos, receitas, lucros, etc.) que teoricamente correspondem a previsões rigorosas.

Supondo que as grandezas desses parâmetros são valores médios (ou valores esperados), o critério analítico mais não permite que achar um resultado esperado.

No entanto, estas estimativas nunca podem ser rigorosas, pois em todas elas há uma incerteza maior ou menor. Na prática, as alternativas que se põem à explorabilidade de um empreendimento mineiro medem-se não só em função dos *lucros esperados*, mas também do grau de incerteza que os caracteriza (ou *risco*).

A incerteza é difícil de medir quantitativamente, sendo habitual defini-la a partir da distribuição de probabilidade em torno de um valor médio ou esperado. Usando a curva normal de Gauss, podem caracterizar-se parâmetros com maior ou menor grau de incerteza (Fig. 1).

As distribuições de probabilidade que se obtêm para caracterizar resultdos obtidos a partir do cálculo de vários parâmetros aleatórios, podem ser obtidas por dois métodos distintos: o método analítico e o método de Monte Carlo.

3.1 — *Método analítico*

Os parâmetros mais influentes dum estudo económico podem ser caracterizados por uma estimativa do seu valor médio (ou valor esperado) e por uma distribuição de probabilidade associada à respectiva variação.

Admitindo a distribuição de probabilidade normal (o que está de acordo com numerosas determinações experimentais), podem estabelecer-se *intervalos de confiança* das variações dos diferentes parâmetros em torno do seu valor médio.

Tais intervalos são escolhidos arbitrariamente em função das previsões que se fazem, traduzindo-se por elevadas probabilidades (de 80, 90, 95%) para que os desvios em relação ao valor médio não ultrapassem uma certa função do desvio padrão, que é dada pelas áreas situadas debaixo da curva normal.

Assim, por exemplo, existe uma probabilidade de 68% para que os valores a_i estejam compreendidos entre $(m - s)$ e $(m + s)$ sendo m o valor médio e s o desvio padrão:

$$m = \sum_{i=1}^{n} \frac{a_i}{n} \qquad s = \sqrt{\frac{\sum (a_i - m)^2}{n-1}}$$

O intervalo de confiança dos 90% limita os valores entre *(m − 1,64s) e (m + 1,64s)* enquanto que o intervalo de 95% estabelece os limites *(m ± 2s)*, sendo estes dos mais utilizados.

Vejamos um caso de aplicação ao estudo de um empreendimento mineiro. Se os custos esperados por tonelada forem os indicados na Tabela a seguir, apresentando-se ainda as suas variações dentro do intervalo de confiança de 90%, qual será o custo total e a respectiva margem de variação?

OPERAÇÕES	*Custo esperado $/ton*	*Estimativa de variação dentro do intervalo de confiança de 90%*	*Desvio padrão (3) = (2)/1,64*
Exploração mineira	4$00	± 1$00	0$60
Beneficiação	1$20	± 0$10	0$06
Transportes	0$60	± 0$05	0$03
Custos fixos	0$75	± 0$20	0$12
Custos de administração	0$40	± 0$10	0$06
TOTAL	6$95	± 1$12	0$68

O problema resolve-se simplesmente aplicando uma conhecida regra do cálculo de probabilidades (*), segundo a qual o desvio padrão do custo total é igual à raíz quadrada da soma dos quadrados dos desvios padrão dos custos componentes.

Será, portanto,

$$\sqrt{0\$61^2 + 0\$06^2 + 0\$03^2 + 0\$12^2 + 0\$06^2} = 0\$68$$

Assim, o intervalo de confiança dos 90% para o custo total, é:

$$6\$95 \pm 1{,}64 \times 0\$68 = 6\$95 \pm 1\$12 \begin{cases} 5\$83 \\ 8\$07 \end{cases}$$

Existirá, pois, uma elevada confiança (definida por uma probabilidade de 90%) para que o custo total fique situado entre 5$83 e 8$07.

Este processo é suficiente para tratar problemas em que todas as variáveis têm distribuições normais, sendo, além disso, independentes umas das outras.

Em casos mais complexos e onde é necessário obter a avaliação económica de um processo completo (por exemplo, um empreendimento mineiro), o método analítico é difícil de aplicar.

Recorre-se, na maioria dos casos complexos, ao método de Monte Carlo.

3.2 — *Simulação pelo método de Monte Carlo*

O método de Monte Carlo é um processo de amostragem onde se fazem aproximações realisticas de funções aleatórias, tais como os critérios de explorabilidade.

Desde que existam estudos bem conduzidos sobre os valores esperados e as variâncias dos parâmetros fundamentais do problema, pode fazer-se um conjunto muito grande de simulações do cálculo real, analisando-se posteriormente a distribuição de probabilidade dos resultados, à custa do tratamento estatístico desse conjunto de soluções.

As distribuições de probabilidade de cada variável não precisam de ser normais, pois o que é importante é obter uma *lei de probabilidade acumulada*, de forma que a saída de qualquer número aleatório compreendido entre 0 e 1 corresponda a determinado valor dessa variável. À custa da saída de números aleatórios para todas as variáveis, obtem-se o valor delas em cada caso e realizam-se os cálculos necessários para achar o critério de explorabilidade correspondente.

Repetindo o processo muitas vezes (e com o computador essa repetição não tem significado), acha-se grande número de soluções que permitem deduzir a lei de distribuição de probabilidade do critério de explorabilidade (nomeadamente, os seus valores médio e desvio padrão).

Vejamos o exemplo concreto da determinação do lucro de uma exploração mineira (definida pelo seu valor esperado e a sua variância) à custa do conhecimento do preço de venda unitário (ambos expressos pelos valores médios e desvios padrões).

Cada amostra corresponde à extracção de um número aleatório (entre 0 e 1), o qual é comparado com as distribuições de probabilidade acumulada já conhecidas (uma para o preço de venda e outra para o custo de

(*) O chamado teorema da adição das varâncias.

Amostra	Preço de venda por ton. m = 13$00 s = 1$83		Custo de produção por ton. m = 9$00 s = 1$22		Lucro unitário	
	(1) Desvio normal aleatório	(2) m + s × (1)	(3) Desvio normal aleatório	(4) m + s × (3)	(5) L = (2) — (4)	L^2
1	0,487	13,89	0,331	9,40	4,49	20,16
2	0,393	12,28	0,939	10,40	2,14	4,57
3	1,831	16,35	—0,844	7,97	8,38	70,22
etc.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
50	0,243	13,45	—7, 43	8,09	5,36	28,72
				TOTAIS	196,72	1038,26

produção), as quais são do tipo indicado na Fig. 2.

Assim obtêm-se 50 resultados diferentes para o lucro, cujo valor médio ou esperado é:

$$\frac{196,72}{50} = 3\$93/\text{ton}$$

e o desvio padrão do lucro será:

$$s = \sqrt{\frac{n\Sigma L^2 i - (\Sigma Li)^2}{n(n-1)}} =$$

$$\sqrt{\frac{50 \times 1038,26 - 196,72^2}{50 \times 49}} = 2\$32$$

O intervalo de 90% de confiança é, então, $\pm 1,64 \times 2\$32 = \pm 3\$81$.

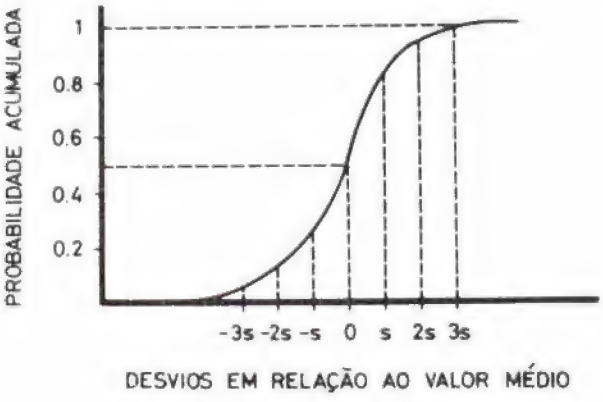


Fig. 2

Quanto maior fosse o número de simulações, mais correcto seria o resultado, pelo que o uso da simulação por computador se torna indispensável em problemas complexos.

No caso geral de um empreendimento mineiro, o método de Monte Carlo estaria apto a tratar problemas reais que apresentem grande número de variáveis aleatórias, tal como se refere na Fig. 3.

O problema é então resolvido à custa da simulação de grande número de situações onde, em cada uma delas, é calculado o critério de explorabilidade (por exemplo, o valor actual líquido, ou a taxa de desconto interna).

Seguidamente procede-se à determinação da média e do desvio padrão correspondentes a esse critério e apresentam-se os resultados sob a forma indicada na Fig. 4.

Nestas condições, podem ser equacionadas várias alternativas para o desenrolar do projecto, escolhendo-se depois a melhor solução, à custa da comparação da distribuição probabilística do critério económico.

Este critério emprega, pois, a noção de *risco*, expresso em termos da variância, maior ou menor, que se obtém nos resultados finais. Existirão, assim, dois factores para a escolha da melhor solução:

— o maior lucro previsto;

— o menor risco, ou seja menor variância da grandeza que exprime o critério.

É costume traduzir esse risco pelo quociente entre o limite inferior de confiança e o valor médio, para determinada rentabilidade, visto assim se avaliar a menor rentabilidade que é garantida com determinado grau de confiança. Por exemplo, quando essa probabilidade é 95%, o risco será calculado pela relação:

$$\frac{m - 2\sigma}{m}$$

Em certos casos, a escolha é simples, como por exemplo:

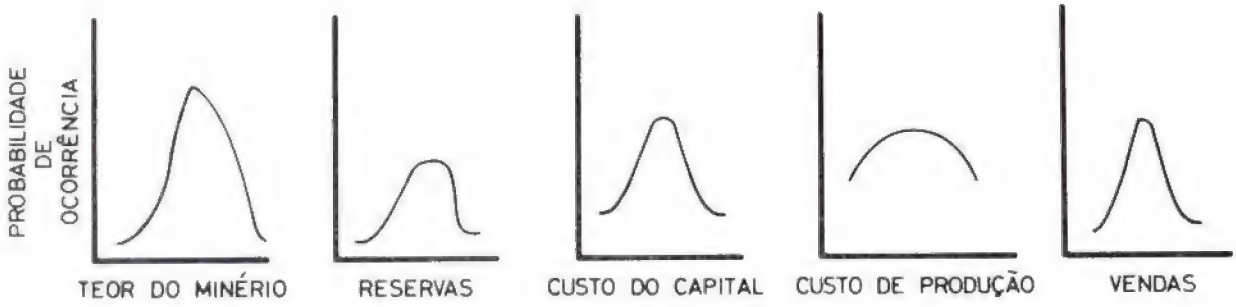


Fig. 3

	A	B
Taxa de desconto interna esperada	25%	20%
Limite inferior de confiança a 95%	18%	15%

O caso *A* é preferível por satisfazer aos dois critérios de melhor rentabilidade e menor risco.

Mas pode acontecer que:

	A	B
Taxa de desconto interna esperada	21%	26%
Limite inferior de confiança a 95%	15%	10%

4 — CONCLUSÕES

O estudo económico de um empreendimento mineiro é um processo que envolve três tipos de análise:

— informação;
— avaliação;
— decisão.

Em geral tal estudo é caracterizado por uma informação limitada, que desde início resulta do carácter incompleto dos dados de prospecção e pesquisa. Em regra, as estimativas de reservas e teores são vagas, facto que se traduz por grande incerteza ao aplicar os seus valores a cálculos económicos neles baseados.

Além disso, a estimativa de custos de produção é, na maior parte dos casos, muito difícil de elaborar, requerendo um grupo de técnicos com diferente especialização e considerável experiência, que se pronunciem sobre cada caso concreto. Os financiamentos e processos de aquisição de capital introduzem mais dados novos que precisam de ser devidamente ponderados e, posteriormente, quantificados.

Outros factores influentes são também difíceis de quantificar: a localização do empreendimento e o custo dos transportes, as disponibilidades e o custo da mão-de-obra, a situação política a evolução dos mercados (nomeadamente do preço de venda do produto a explorar), etc.

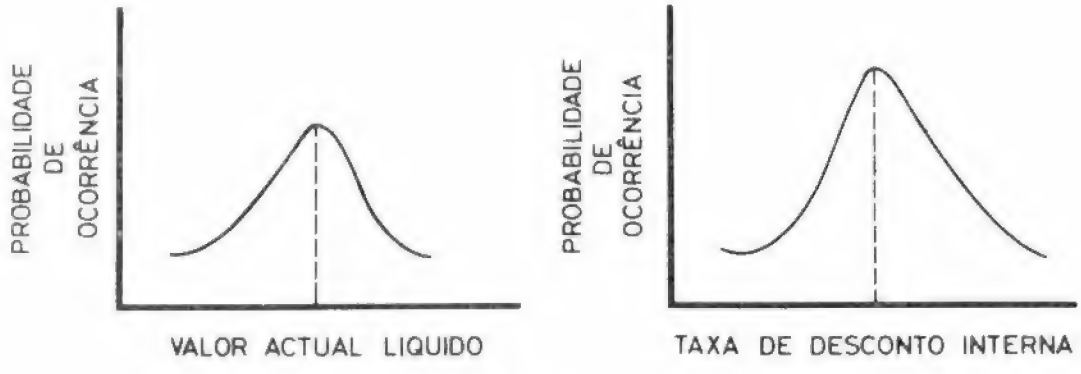


Fig. 4

A decisão neste caso já é complexa e varia de empresa para empresa, pois depende da sua estratégia de crescimento, de obtenção de lucros, e doutros objectivos.

Geralmente cada companhia estabelece essa estratégia à custa de *curvas de utilidade* próprias, onde se equacionam o lucro (em abcissas) com o risco (em ordenadas), procurando um equilíbrio entre ambos.

É pois uma matéria de julgamento que inclui factores não económicos, dependendo das estratégias de decisão administrativa das empresas.

Existe, pois, uma vasta quantidade de informação, que corresponde à multiplicidade de hipóteses possíveis para o desenvolvimento de uma mina. Para tratar tão larga porção de dados e os processar de acordo com critérios económicos de rentabilidade, é necessário, cada vez mais, recorrer a computadores. Mas tal não basta, pois é indispensável tirar partido dos computadores para tornar as análises mais perfeitas, sabendo interpretar convenientemente os resultados obtidos.

O critério de rentabilidade dos empreendimentos é designado com mais propriedade por *rentabilidade esperada*, não podendo dissociar-se da noção de variância associada à rentabilidade.

Há pois a necessidade constante de quantificar o risco dos empreendimentos dado que ele faz parte integrante da noção de rentabilidade.

Existe ainda um conjunto de dados imprevisíveis, que devem também ter lugar dentro do processo de estudo da explorabilidade. Exemplos de avalanches, enxurradas, incêndios, nacionalizações e outras imprevisíveis da indústria mineira, podem fornecer elementos para julgamento que influenciam também a decisão final.

Esquematicamente, podem indicar-se as fases principais do estudo de um empreendimento mineiro, de acordo com Mackenzie, no diagrama que consta da Fig. 5.

Como se observa, a análise completa da explorabilidade de um empreendimento mineiro pressupõe uma atitude mental apropriada à índole interdisciplinar do problema.

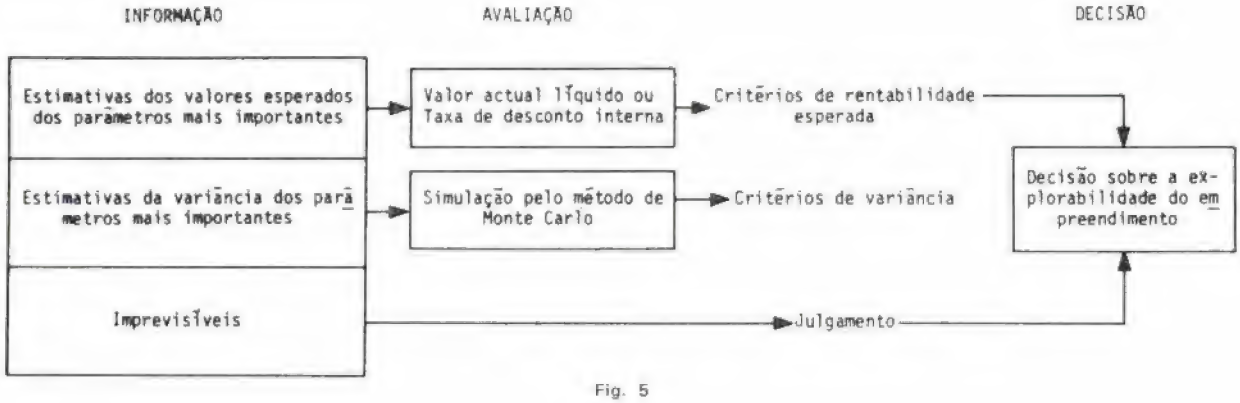


Fig. 5

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

(1) — BROWN, G. A. (1970) — The Evaluation of Risk in Mining Ventures. Canadian Mining and Metallurgical Bulletin. October. 1970.

(2) — GRANT, E. L. & IRESON, W. G. (1970) — Principles of Engineering Economy (5 th ed.) Ronald Press Co.

(3) — HARRIS, D. P. (1970) — Risk Analysis in Mineral Investment Decisions. A. I. M. E. Mining Transactions. Vol. 247 (September).

(4) — LAGO, A. M. (1970) — Quantitative Economic Analysis of Sources and Use of Funds to the Mineral Sector. A. I. M. E. Mining Transactions. Vol. 247 (June).

(5) — MACKENZIE, B. W. (1970) — Evaluating the Economics of Mine Development. Canadian Mining Journal. December 1970.

(6) — O'BRIAN, D. T. (1969) — Financial Analysis Applications in Mineral Exploration and Development. *In* A Decade of Digital Computing in the Mineral Industry. Ed. A. Weiss.

Feiras, Conferências, Exposições e Congressos

OBJECTIVOS E PROGRAMA	LOCAL, DATA, ORGANIZAÇÕES E INFORMAÇÕES
Técnicas de Análise em Laboratórios Industriais	10 - 15 Março - 75 COPRAI Lisboa
Salão de Maquinaria agrícola	Paris 2 a 9 de Março - 75
Feira Internacional de Nice	Nice 6 a 17 de Março - 75
Foire Européenne du Matériel Didatique	Nüremberg 10 au 14 Mars - 75
Feira Internacional de Lyon	15 a 24 de Março - 75 Lyon

MAGUE

«1 dos 2 Guindaste eléctricos de 100 tx34m/42tx57m/16tx61m fornecidos para o Estaleiro de Construção Naval de Uddevalla, na Suécia.»

PONTES ROLANTES, GUINDASTES E APAR. DE ELEVAÇÃO ESPECIAIS	*Projecto e fabrico*
TURBINAS HIDRÁULICAS	*Fabrico segundo licença de A. C. M. de Vevey, S. A.*
TURBINAS A VAPOR	*Fabrico segundo licença de Brown Boveri, Cie.*
CALDEIRAS A VAPOR	*Projecto e fabrico segundo licença de Foster Wheeler, Co.*
EQUIPAMENTOS E INSTALAÇÕES INDUSTRIAIS	

CONSTRUÇÕES METALOMECANICAS **MAGUE** S.A.R.L.

ALVERCA DO RIBATEJO — PORTUGAL

EXPORTAR

Num esforço para aumentar o volume das suas exportações, após a encomenda de 200 caixas de aço inoxidável para os U.S.A.,

a SOREFAME obteve mais uma encomenda no sector de material ferroviário, de valor superior a 200.000 contos.

Entre a FEPASA (Brasil) e um consórcio constituído por

SOREFAME – Sociedades Reunidas de Fabricações Metálicas, S.A.R.L.
ACEC – Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi, SA
MAFERSA – Material Ferroviário, S.A.
INDÚSTRIAS VILARES, S.A.

foi assinado um contrato para o fornecimento de 30 Unidades Quádruplas Eléctricas.

A participação da SOREFAME tem especial significado por incluir a execução integral do projecto das Unidades Quádruplas, para além do fabrico, nas suas oficinas, de 40 veículos motores.

Os restantes 20 veículos motores e as 60 carruagens reboques destas Unidades Quádruplas serão fabricadas no Brasil. Os motores eléctricos serão fornecidos pela firma ACEC (Bélgica).

Esta encomenda, obtida em concurso internacional, exigiu um financiamento à participação da SOREFAME, que foi assegurado pelo Banco de Fomento Nacional.

SOREFAME

SOCIEDADES REUNIDAS DE FABRICAÇÕES METÁLICAS, S.A.R.L.
Amadora – Portugal

C. D. U. 624.022.327.002.22:699.841

METODOLOGIA PARA O ESTUDO SÍSMICO DE EDIFÍCIOS PREFABRICADOS POR PAINÉIS (1)

J. FERRY BORGES
Director do L. N. E. C.
A. RAVARA
Engenheiro Investigador, Chefe do Serviço de Estruturas.
J. PEREIRA
Engenheiro Investigador do Serviço de Estruturas.
V. MONTEIRO
Engenheiro Especialista do Serviço de Estruturas.

RESUMO

A homologação de edifícios prefabricados por painéis em zonas sísmicas requer a realização de vários tipos de estudos conducentes à caracterização do comportamento das estruturas dos edifícios sob acções sísmicas. Tais estudos dizem respeito principalmente a: i) idealização do comportamento estrutural sob a acção de forças horizontais; ii) análise dinâmica em regime linear e não-linear; iii) resistência e ductilidade dos elementos estruturais isolados ou da estrutura global. No tratamento desses problemas torna-se indispensável conjugar de forma adequada a utilização de técnicas tanto analíticas como experimentais.

Nos últimos dez anos têm sido realizados pelo Laboratório Nacional de Engenharia Civil (LNEC) diversos estudos sobre o comportamento sísmico de edifícios prefabricados por painéis, a construir em Portugal e no estrangeiro. Sintetizam-se no presente trabalho os principais aspectos da experiência adquirida neste domínio e a metodologia que tem sido seguida.

SYNOPSIS

The agreement for the use of prefabricated panel buildings in seismic areas requires different kinds of studies in order to determine the major aspects of the seismic behaviour of the buildings. Such studies should concern: i) idealization of structural behaviour under horizontal loads; ii) linear and non-linear seismic response; and iii) resistance and ductility of individual members and the whole structure. Suitable combination of analytical and experimental techniques should be used for studying these problems.

In the last ten years the Laboratório Nacional de Engenharia Civil (LNEC) has studied several prefabricated panel structures to be built both in Portugal and abroad. This paper briefly reports the experience of the LNEC in this field and describes the methodology that is being used.

1 — INTRODUÇÃO

Nos últimos vinte anos tem-se generalizado em muitos países a prefabricação de edifícios por painéis de grandes dimensões, o que permitiu reduções consideráveis no custo e nos prazos de execução dos edifícios, particularmente significativas em programas de construção de habitações de grande volume.

Adoptam-se presentemente muitos tipos diferentes de prefabricação por painéis [1]. Em geral os painéis das paredes são feitos de betão simples ou armado, incorporando nalguns casos alvenaria de tijolo ou agregados leves; as lajes são de betão armado ou pré-esforçado, por vezes com tijolos ou blocos; os painéis e as lajes são ligados por juntas de vários tipos. As alturas dos edifícios vão em geral até aos 20 andares.

Os sistemas de prefabricação por painéis utilizados ou a utilizar em Portugal num futuro próximo não foram concebidos inicialmente para resistirem a solicitações sísmicas, de modo que tem sido necessário realizar estudos especiais para definir as exigências a que

(1) Tradução da Comunicação «Methodology for Seismic Studies of Prefabricated Panel Buildings», apresentada ao 4.º Simpósio Europeu de Engenharia Sísmica, que se realizou no Imperial College, em Londres, em Setembro de 1972.

estas estruturas devem satisfazer nas diferentes zonas sísmicas do País. O Laboratório Nacional de Engenharia Civil tem-se ocupado desta tarefa assim como de emitir os respectivos documentos de homologação [2 a 5]. O LNEC estudou recentemente o comportamento sísmico de edifícios de 15 andares, prefabricados por painéis, na Venezuela (Fig. 1) [6].

Fig. 1 — Edifícios de painéis com 15 pisos, Caricuao, Venezuela

Apresentam-se a seguir, resumidamente, os métodos utilizados nestes estudos e as principais conclusões obtidas.

2 — IDEALIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO ESTRUTURAL

Admite-se correntemente que os edifícios de painéis se comportam como consolas verticais complexas, sob a acção de forças horizontais [7]. As translações laterais totais são devidos às deformações por flexão e corte das consolas e à deformabilidade das fundações (principalmente rotação, visto a translação ser desprezível na maior parte dos casos), conforme se indica na fig. 2 [8].

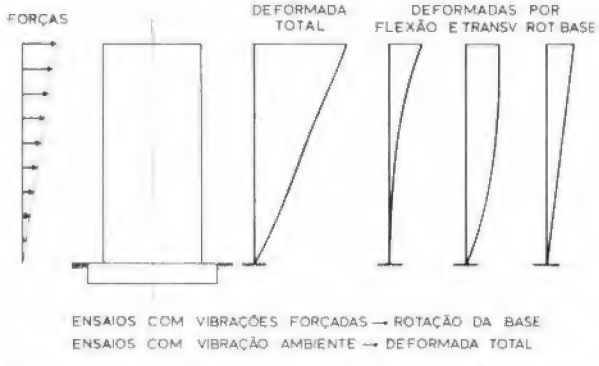


Fig. 2 — Deformada de uma consola sob a acção de forças horizontais

A importância relativa dos três tipos de deformação considerados depende das características dos edifícios e das funções, sendo em regra necessário proceder a estudos experimentais e a estudos analíticos para esclarecer as características do comportamento estrutural destes edifícios.

Assim a realização de ensaios dinâmicos dos protótipos sob a acção de vibrações ambiente e de vibrações forçadas constitui um meio simples e prático de determinar as suas deformabilidades e características dinâmicas (frequências próprias, modos de vibração e amortecimento).

Os ensaios de vibrações forçadas permitem em especial determinar a rigidez de rotação das fundações [9], conforme se indica esquematicamente na fig. 3.

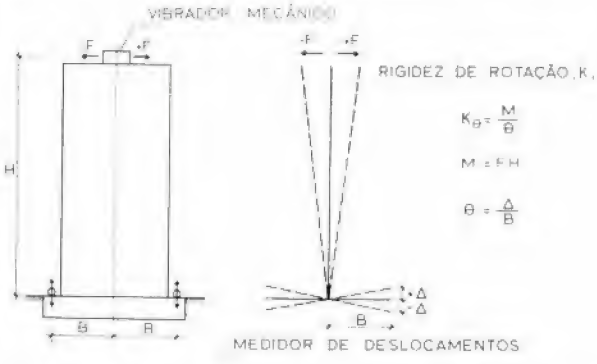


Fig. 3 — Ensaio de vibrações forçadas para determinar a rigidez de rotação das fundações

Com este fim utilizou-se no ensaio de edifícios de estrutura-parede de 44 andares em Parque Central, Caracas, um pêndulo mecânico muito simples, constituído por uma massa metálica de 2,5 tf suspensa de um cavalete (fig. 4). O período de oscilação do pêndulo regulava-se facilmente, fazendo variar o comprimento dos esticadores.

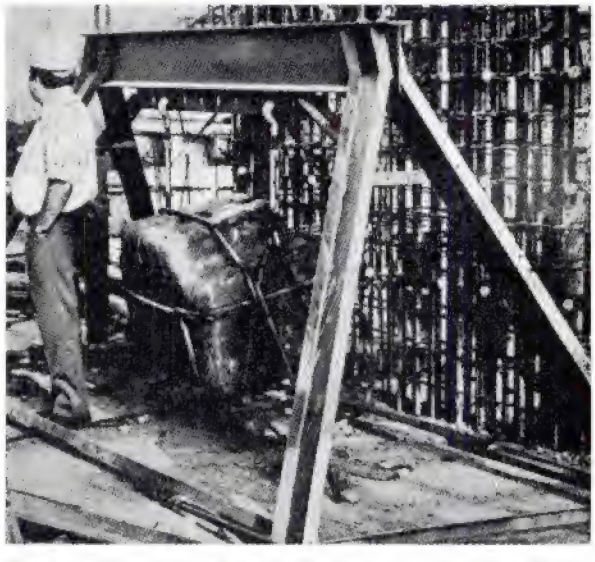


Fig. 4 — Pêndulo mecânico utilizado nos ensaios dos edifícios de Parque Central, em Caracas

Por outro lado, os ensaios de vibrações ambiente são suficientes para determinar as frequências próprias e os modos de vibração. Conhecendo a distribuição das massas ao longo das consolas, é fácil calcular a rigidez global da estrutura [10 a 15]. A diferença entre a deformabilidade global e a deformabilidade devida à rotação das fundações é igual à deformabilidade devida à flexão ao corte nas consolas, consideradas encastradas na base.

É necessário comparar as deformabilidades determinadas experimentalmente com as calculadas. Um problema difícil no cálculo destas deformabilidades é avaliar a contribuição dos painéis transversais à direcção considerada para a rigidez global da estrutura. Contudo, uma combinação judiciosa de resultados analíticos e experimentais permite obter informações precisas acerca da deformabilidade sob a acção de forças horizontais, em regime linear.

Como se indicou, as frequências próprias e os modos obtêm-se directamente dos ensaios de vibração. Os seus valores devem também ser comparados com os resultados analíticos.

Em edifícios pequenos e médios (até cerca de 6 pisos), a deformabilidade das consolas é muito pequena em relação à rotação das fundações. Por esse motivo a frequência fundamental e o primeiro modo de vibração não se afastam muito dos obtidos considerando um bloco rígido assente num solo elástico. Supondo a consola rigidamente encastrada, as frequências próprias são bastante superiores aos valores determinados experimentalmente.

Os resultados obtidos em estudos analíticos e experimentais de uma gama de edifícios de 6 a 15 andares prefabricados por painéis [9] sugeriram uma fórmula empírica simples para o período fundamental, T:

$$T = k \frac{H}{B} \qquad (1)$$

em que H é a altura e B a largura do edifício. Para o sistema de prefabricação que foi objecto do estudo obteve-se um valor de k de cerca de 0,20 segundos, para módulos de elasticidade de compressão não uniforme dos solos com valores compreendidos entre 2,5 e 5 kgf/cm3.

A equação (1) tem-se mostrado bastante precisa para diferentes tipos de estrutura-parede: painéis prefabricados, pórticos preenchidos com alvenaria de tijolo, e até paredes de betão armado de grande altura, designadamente nos edifícios de apartamentos de 44 andares já referidos. Neste último caso os períodos de oscilação fundamental correspondiam a um valor de k = 0,25 segundos [11].

Na fig. 5 apresentam-se as frequências e os modos de vibração fundamentais do edifício de 15 andares, prefabricados por painéis, a que se refere a Fig. 1 [6]

A contribuição dos três tipos de deformabilidade mencionados é muitas vezes tal que a configuração do primeiro modo de vibração resulta aproximadamente triangular.

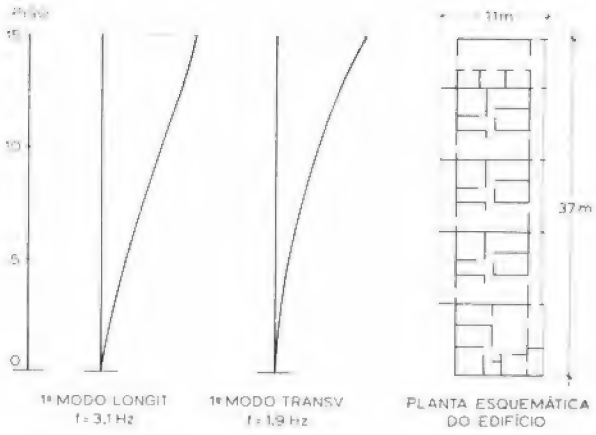


Fig. 5 — Frequências e modos de vibração fundamentais em edifícios de painéis com 15 pisos [6]

A grande rigidez dos edifícios de painéis leva a que para casos correntes a frequência fundamental seja superior a 2 Hz, apresentando-se as frequências correspondentes ao segundo modo de oscilação bem destacadas da frequência fundamental e com valores entre 3 a 5 vezes superiores. Assim, os modos de vibração de ordem superior contribuem muito pouco para a resposta sísmica, pelo que a análise dinâmica pode ser aplicada só ao modo fundamental.

Os ensaios de vibração também permitem determinar o amortecimento estrutural, que se pode considerar do tipo viscoso. O amortecimento relativo para os modos significativos oscila entre 0,02 e 0,05, aumentando com a amplitude de vibração.

Finalmente é necessário ter em conta que os períodos e os amortecimentos obtidos em ensaios de vibração de pequena amplitude são mais pequenos que os valores obtidos com vibrações de grande amplitude. Como indicação aproximada pode-se dizer que, para a análise dinâmica sob acção de sismos intensos, os períodos medidos devem ser aumentados de 10 a 20% [12]. Atribue-se em geral um valor de 0,05 ao amortecimento de estruturas de betão armado.

3 — ANÁLISE DINÂMICA EM REGIME LINEAR E NÃO-LINEAR

Na maior parte dos estudos sísmicos realizados no LNEC as solicitações são idealizadas sob a forma de amostras de vibrações aleatórias estacionárias, com uma função de densidade de potência de aceleração prescrita e uma duração de 30 segundos [13]. A forma da função da densidade espectral depende da sismicidade local e das características do solo. Adopta-se frequentemente, para valor médio da densidade na gama de frequências 0 a 5Hz, em solos médios, o de 700 gal^2/Hz.

Os sismos com intensidade (grau IX na escala de Mercalli) provocam esforços muito grandes nas estruturas de painéis, devido à sua grande rigidez. Se a frequência fundamental for superior a 12 Hz e o comporta-

mento for linear os esforços transversos na base atingem 30% do peso do edifício ou mesmo mais, com uma distribuição das forças sísmicas aproximadamente triangular com valores máximos no topo do edifício. Com efeito, desprezando os moldes de ordem superior, a amplitude do deslocamento horizontal X_i no piso i é dada por:

$$X_i = A \varnothing_i \qquad (2)$$

em que $\varnothing_i$ é a coordenada do primeiro modo de vibração, com o valor máximo igual à unidade.

Supondo que a densidade do espectro de potência de aceleração é aproximadamente uniforme no domínio de frequências considerado, o valor de A em cm para para frequências $f \leq 2$ Hz é dado por [14]:

$$A_{cm} = \frac{R_1}{M_1} \left(\frac{S_0}{700}\right)^{1/2} \left(\frac{\varkappa}{0{,}05}\right)^{-1/2} 11\ f^{-2} \qquad (3)$$

em que:

R_1/M_1 — factor de participação correspondente ao primeiro modo;

S_0 — densidade do espectro de potência de aceleração ($gal^2\ Hz^{-1}$);

$\varkappa$ — amortecimento relativo.

Supondo que as forças sísmicas F_i são proporcionais ao primeiro modo de vibração, vem:

$$F_i = \alpha\ W_i \varnothing_i \qquad (4)$$

em que α é uma constante e W_i é a carga permanente ao nível do pavimento i; para que o esforço transverso total na base seja $C \Sigma W_i$ é necessário que se verifique [15]:

$$\alpha = \frac{C \Sigma W_i}{\Sigma W_i \varnothing_i} \qquad (5)$$

sendo o coeficiente sísmico, C, dado por:

$$C = \frac{w^2\ o^A}{g} \frac{\Sigma W_i \varnothing_i}{\Sigma W_i} = \frac{a_{max}}{g} \frac{\Sigma W_i \varnothing_i}{\Sigma W_i} \qquad (6)$$

em que a_{max} é a aceleração máxima no topo do edifício

Supondo que o primeiro modo de oscilação tem uma configuração aproximadamente triangular, que o peso do edifício está uniformemente distribuído, que $S_0 = 700\ gal^2\ Hz^{-1}$ e $\varkappa = 0{,}05$, da equação (3) obtém-se:

$$A_{cm} \simeq 15\ f^{-2} \qquad (7)$$

e a aceleração maxima no topo tem o valor:

$$a_{máx} = 4\ \pi^2\ f^2\ A \simeq 0{,}6\ g \qquad (8)$$

O coeficiente sísmico fornecido pela equação (6) é então:

$$C = 0{,}6\ \Sigma \varnothing_i = 0{,}6 \times 0{,}5 = 0{,}3 \qquad (9)$$

Embora os ensaios estáticos e dinâmicos de edifícios de painéis tenham mostrado a grande resistência destes a forças horizontais desde que as juntas sejam devidamente projectadas, as acelerações e as forças acima indicadas podem muitas vezes exceder o limite elástico, produzindo plastificação em maior ou menor escala dos painés e das juntas.

Nalguns casos é possível e aconselhável reduzir a rigidez do edifício, e portanto a sua frequência própria de oscilação, por meio de um primeiro piso flexível. Este método tem sido utilizado em Portugal para edifícios prefabricados com mais de dez andares (fig. 6).

Fig. 6 — Edifício de painéis de 12 pisos com andar inferior flexível. Lisboa

A cedência tende a concentrar-se no piso flexível, protegendo os painéis acima deste. Note-se contudo que o piso flexível deve ser devidamente projectado, tendo em consideração que nele se concentram os deslocamentos horizontais, devido à descontinuidade na rigidez. A observação de edifícios deste tipo depois do sismo de 1969 em Lisboa mostrou que o seu comportamento estrutural estava de acordo com as previsões.

Muitas vezes, contudo, é necessário considerar o comportamento não-linear dos painéis e das juntas sob acção de sismos de grande intensidade. É então necessário caracterizar o comportamento estrutural sob acção de solicitações repetidas de grande amplitude. A técnica adoptada no LNEC consiste em ensaiar modelos de grandes dimensões ou partes de protótipos, em vez de painéis ou juntas individuais. Na fig. 7 indicam-se as dimensões gerais de um edifício de dois andares construído por painéis, que foi ensaiado sob acção de ciclos de forças estáticas horizontais aplicadas no topo. O edifício, apoiado em duas vigas de fundação longitudinais, foi submetido a um pré-esforço vertical, a fim de reproduzir o peso dos 13 andares superiores. Na fig. 8 apresenta-se a fendilhação obtida para dois valores de força horizontal aplicada.

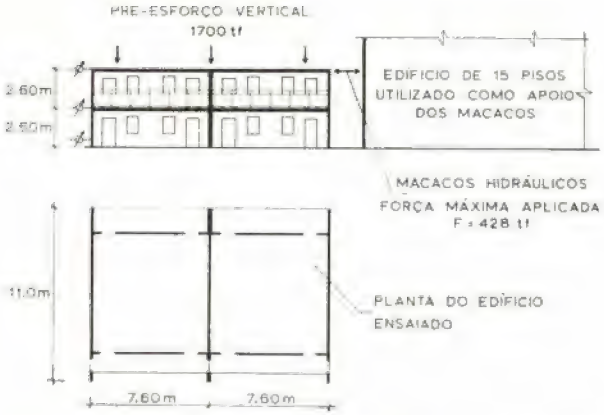


Fig. 7 — Dimensões gerais de um edifício de painéis com 2 pisos, ensaiado à rotura [6]

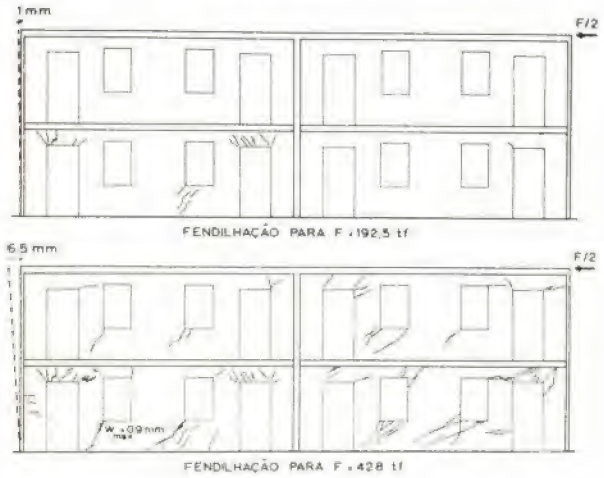


Fig. 8 — Fendilhação em painéis longitudinais

Os diagramas forças-flechas obtidos nestes ensaios foram adoptados na análise dinámica não-linear, utilizando o método da consola equivalente [16]. Este método consiste essencialmente em idealizar consolas com propriedades dinâmicas idênticas às da estrutura real. A sua deformabilidade por flexão e por corte pode ser representada por diagramas momento-curvatura e esforço transverso-rotação de forma bilinear com transições parabólicas (fig. 9). A análise dinâmica das consolas equivalentes baseia-se numa integração numérica passo a passo, pelos métodos de Runge-Kutta [17].

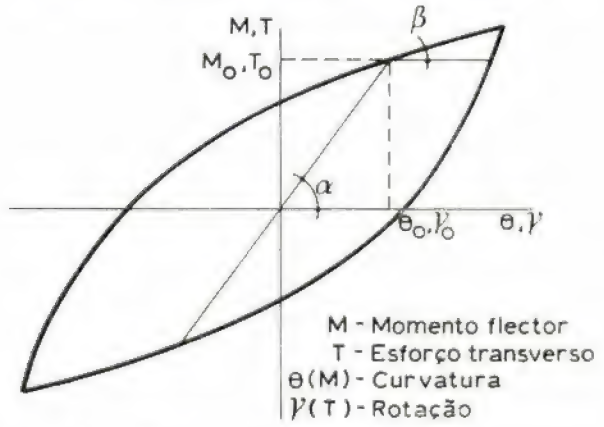


Fig. 9 — Diagrama bilinear com transições parabólicas

O método da consola equivalente é muito geral e pode ser aplicado a estruturas de pórticos e estruturas mistas. Recentemente foi utilizado para optimizar o projecto dum andar flexível num edifício de painéis, de 13 pisos, a fim de manter dentro de limites adequados as forças sísmicas devidas a sismos de grande intensidade. Foi assim possível reduzir a 0,15 o coeficiente sísmico [18].

4 — RESISTÊNCIA E DUCTILIDADE DE ELEMENTOS ISOLADOS E DA ESTRUTURA GLOBAL

A influência do comportamento não-linear na resposta sísmica traduz-se correntemente por factores de ductilidade que medem a redução das forças sísmicas ou dos coeficientes sísmicos provocada pelo comportamento não-linear. A ductilidade dos elementos individuais é sempre superior à ductilidade da estrutura no seu conjunto, dependendo ambas da intensidade sísmica e do tipo de estrutura. O problema tem sido discutido por muitos autores, admitindo-se duma maneira geral que os factores de ductilidade global podem ter valores até 3 em estruturas de pórticos, em que se pode formar um grande número de rótulas plásticas nas zonas sujeitas a maiores esforços. Em estruturas de painéis, em que a cedência é devida principalmente a fendilhação por tracção e por corte nos painéis e nas juntas, os factores de ductilidade são mais pequenos que nos pórticos.

A forma mais directa e precisa de determinar a ductilidade global consiste em executar análises dinâmicas lineares e não-lineares e comparar as forças sísmicas obtidas. Este método pode muitas vezes simplificar-se, atendendo ao facto bem conhecido de que, para valores baixos de ductilidade dos elementos, os deslocamentos sísmicos não são muito afectados pelo comportamento não-linear. Podem-se assim calcular os deslocamentos máximos por meio de análises dinâmicas lineares e comparar os deslocamentos obtidos com as deformadas devidas aos diferentes valores das forças sísmicas em que se teve em conta o comportamento não-linear. Esta técnica foi aplicada no estudo do edifício de painéis de quinze andares já referido [6]. Apresentam-se na Fig. 10 os resultados obtidos, sob a forma de deformadas para distribuições triangulares das forças horizontais, para comportamentos linear e não-linear, correspondentes a diferentes valores do coeficiente sísmico C. O comportamento não-linear iniciou-se para $C = 0{,}10$. As deformadas correspondentes a $C > 0{,}10$ foram obtidas por combinação dos resultados dos ensaios de rotura, mencionados no parágrafo anterior, com a deformabilidade elástica determinada em ensaios de vibração ambiente.

A intensidade sísmica máxima considerada provocou deslocamentos de 2,4 cm no topo do edifício, que correspondem a um coeficiente sísmico de 0,32 consi-

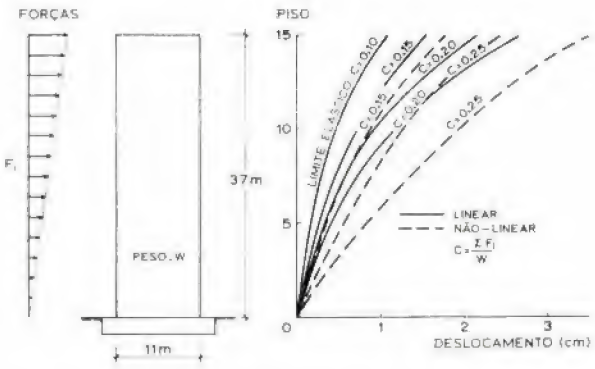


Fig. 10 — Deformadas de um edifício de painéis de 15 pisos considerando comportamentos linear e não-linear

derando um comportamento linear. Assim a ductilidade global neste caso tem o valor 0,32/0,25 = 1,28.

Está actualmente em curso no LNEC o estudo do comportamento sísmico de edifícios de painéis, de 8 a 20 pisos. Os resultados já obtidos confirmam que a ductilidade global, sob a acção de sismos fortes com as intensidades indicadas no parágrafo 3, oscilam entre 1,2 e 1,5.

A resistência às forças horizontais e a ductilidade última dos edifícios prefabricados por painéis são muito influenciadas pelo tipo dos painés e pela pormenorização das juntas. Assim, cada tipo de edifício exige normalmente estudos experimentais específicos a fim de determinar essas características.

5 — CONCLUSÕES

A experiência obida nos estudos sísmicos de edifícios prefabricados por painéis mostra que este tipo de estrutura pode ser utilizado em condições económicas, mesmo em regiões de forte sismicidade. Contudo, cada novo tipo de construção exige a realização de estudos que definam as condições que os edifícios devem satisfazer em função da sismicidade local. Estes estudos — tanto experimentais como analíticos — devem satisfazer aos princípios da engenharia sísmica moderna, permitindo comparar os deslocamentos e esforços sísmicos que se desenvolvem na estrutura com a respectiva ductilidade e resistência. É desta comparação, cujos termos devem ser quantificados sob o ponto de vista estatístico, que resulta em última análise o julgamento global sobre a segurança da estrutura relativamente às solicitações sísmicas.

BIBLIOGRAFIA

[1] Diamant, R. M. E., 1964 — *Industrialized Building*, Iliffe Books, London.

[2] Pereira, J.; Ravara, A.; Paiva, J., 1966 — *Ensaios Sísmicos Relativos ao Sistema de Pré-fabricação Fiorio*, Relatórios do LNEC.

[3] Ferry Borges, J. et Ravara, A., 1966 — *Directives Communes pour l'Agrément des Procédés de Construction par Grand Panneaux Lourds Préfabriqués — Titre II — Annexe: Résistance aux Séismes*, Réunion de l'UEAtc, Lisbone.

[4] *Documento de Homologação do Sistema de Construção Pré-fabricada «Fiorio»*, DH 46, 11968, LNEC.

[5] *Apreciação Preliminar do Sistema de Construção Pré-fabricada «Camus»*, 1972, LNEC.

[6] Ravara, A.; Pereira, J. e Monteiro, V., 1971 — *Estudo Sísmico de Edifícios Pré-fabricados*, Relatório do LNEC.

[7] Comité Européen du Béton (CEB), 1969 — *Recommendations Internationales pour les Structures en Panneaux*, Associazione Italiana Tecnico Economica del Cemento (AITEC), Roma.

[8] Ferry Borges, J. and Ravara, A., 1966 — *Structural Behaviour of Panel Structures under Earthquake Actions*, RILEM Symposium, México.

[9] Ravara, A., 1968 — *Comportamento de Edifícios Pré-fabricados por Painéis sob Acção dos Sismos*, Colóquio sobre Pré-fabricação, Ordem dos Engenheiros, Lisboa.

[10] Ferry Borges, J.; Priestley, M. and Ravara, A., 1969 — *Observation of Buildings Subjected to Dynamic Loading*, RILEM Symposium, Bucarest.

[11] Ravara, A. et al., 1971 — *Estudos Estruturais dos Edifícios de Parque Central — Análise Dinâmica dos Edifícios de Apartamentos*, Relatório do LNEC.

[12] Tanak, T. et al., 1969 — *Period and Damping of Vibration in Actual Buildings during Earthquakes*, Bulletin of the Earthquake Research Institute, Univ. of Tokyo, vol. 47, part. 6.

[13] Ferry Borges, J. and Ravara, A., 1969 — *Earthquake Engineering*, Post graduate Course n.° 113, LNEC.

[14] Ferry Borges, J. and Ravara, A., 1969 — *Seismic Design of Traditional and Prefabricated Reinforced Concrete Buildings*, IV World Conference on Earthquake Engineering, Santiago de Chile.

[15] Priestley, M., 1969 — *Structural Behaviour of Buildings from Dynamic Measurements under Ambient Excitation*, Relatório do LNEC.

[16] Ferry Borges, J. and Ravara, A., 1970 — *Recent Portuguese Research on Earthquake Engineering*, III European Conference on Earthquake Engineering, Sofia.

[17] Ravara, A.; Quirino, M. e Silva, M. T., 1970 — *Análise de Estruturas Redutíveis a Osciladores não Lineares com Histerese*. I Simpósio sobre as Teorias da Informação e dos Sistemas, Lisboa.

[18] Ravara, A. e Oliveira, C., 1971 — Estudo Sísmico de *Edifícios Pré-fabricados com 13 Pisos*, Relatório do LNEC.

[19] Trigo, J., 1968 — *Estruturas de Painéis sob a Acção de Solicitações Horizontais*, Tese para especialista, LNEC.

[20] Gesteira, C., 1970 — *Problemas Relativos à Segurança de Estruturas de Painéis sob a Acção de Forças Horizontais*, Tese para especialista, LNEC.

C. D. U. 518.6

SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO DE POISSON PELO MÉTODO DE RITZ – PROCESSO GERAL PARA QUALQUER CONTORNO

ALVARO BENTO LEAL
Doutor em Engenharia Mecânica pela Universidade de Luanda, assistente da Universidade de Luanda.
Estagiário no N. E. E. M./I. A. C.

RESUMO

É aplicado à equação de Poisson bidimensional com condições na fronteira de Dirichlet a técnica da semi-discretização. Mostra que o sistema de equações diferenciais obtido permite uma formulação variacional equivalente. A solução do problema variacional pelo método de Ritz, reduz-se ao cálculo de um conjunto de funções que se exprimem explicitamente em termos de coordenadas de pontos sobre o contorno que limita o domínio da solução.

SUMMARY

The straight line method is applied to bidimensional Poisson equation with Dirichet boundary conditions. It shows that the resulting system of differential equations allwos an equivalent variational statement. The solution of the variational problem by Ritz method is reduced to the calculation of a set of function which are closed forms in terms of the boundary point coordinates.

INTRODUÇÃO

Os métodos numerados de integração de equações tipo elíptico baseado no cálculo das variações, têm sido usados com sucesso. Desses métodos os designados por semi-analíticos (de Ritz, de Kantorovich, etc.) possuído a vantagem de uma formulação geral, apresentam inconvenientes na aplicação prática sempre que o contorno do domínio de solução do problema não tem uma descrição analítica simples.

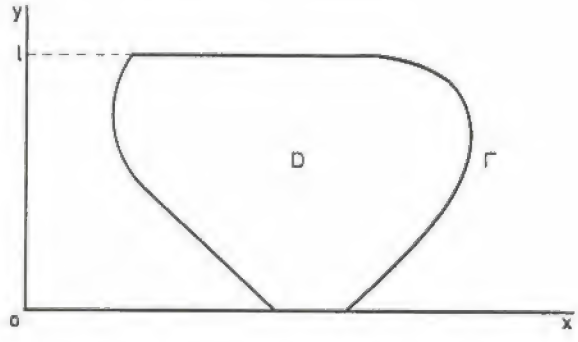
No que se refere ao método de Ritz, apesar dos resultados obtidos na sua extensão a contornos de expressão analítica complexa,* não se pode considerar, do ponto de vista prático, de aplicação geral, uma vez que sempre que a forma do contorno não é simples, a forma da solução proposta vem muito complexa e o cálculo das constantes torna-se excessivamente trabalhoso.

Os inconvenientes apontados podem eliminar-se, em vez de se procurar a solução da equação às derivadas parciais, se determinar a solução do sistema de equações diferenciais ordinárias que se obtêm a partir daquela pela aplicação do método da semi-discretização.

A solução do sistema é a resposta ao problema e a sua precisão é dependente do intervalo de discretização utilizado.

1. EQUAÇÃO DE POISSON

Considere-se o domínio bidimensional D limitado pelo contorno τ e admita-se τ tal que qualquer recta paralela ao eixo dos x unicamente o intersecta em dois pontos.



Na direcção y, τ é limitado inferiormente pela recta $y = 0$ e superiormente pela recta $y = 1$

* Kantorovich e V. Krilov — «Aproximate Methods of Higher Analysis» — Interscience — 1964

Põe-se o problema da determinação da função $v(x,y)$ que satisfaz no domínio D a:

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 v}{\partial y^2}=g(x,y) \qquad (1)$$

e às condições de Dirchlet

$$v=\varrho(x,y) \quad \text{para} \quad x,y \text{ em } \Gamma \qquad (2)$$

Suponha-se

$$\begin{cases}\varrho(x,o)=v_0(x)\\ \varrho(x,l)=v_1(x)\end{cases} \qquad (3)$$

e considere-se a transformação:

$$u=v+(v_1-v_0)\frac{y}{l}+v_0 \qquad (4)$$

A equação (1) toma a forma

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}=g(x,y)+\left(\frac{\partial^2 v_1}{\partial x^2}-\frac{\partial^2 v_0}{\partial x^2}\right)\frac{y}{l}+\frac{\partial^2 v_0}{\partial x^2}=f(x,y) \qquad (5)$$

e as condições na fronteira (2) vêm:

$$u=\varrho(x,y)-(v_1-v_0)\frac{y}{l}-v_0=\varphi(x,y) \quad \text{par } xy, \text{ em } \tau \qquad (6)$$

As condições impostas no contorno τ em $y=0$ e $y=1$ são

$$\begin{cases}\varphi(x,o)=0\\ \varphi(x,l)=0\end{cases} \qquad (7)$$

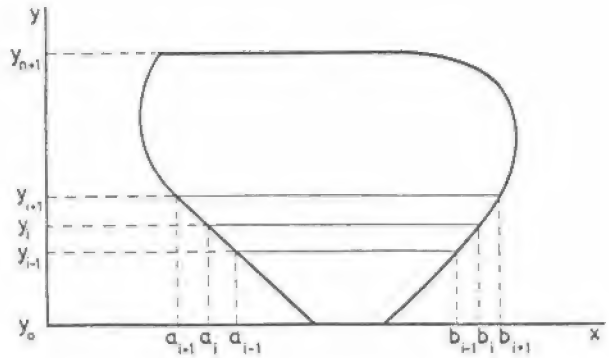
3 — SEMI-DISCRETIZAÇÃO

Defina-se um intervalo h, pequeno, da variável y

$$h=\frac{1}{n+1} \qquad (8)$$

e considere-se o conjunto de rectas

$$y=y_i=ih \qquad (i=o,\ 1,\ 2\ \ldots\ n,\ n+1) \qquad (9)$$



Sejam a_i e b_i $(i = o, 1, 2 \ldots n, n+1)$ as abcissas dos pontos de intersecção das rectas $y = y_i$ $(i = o, 1 \ldots n+1)$ com τ.

Designando por u_i o valor da função incógnita na recta $y = y_i$

$$u_i=u(x,y_i)=u_i(x) \qquad (i = o,\ 1,\ \ldots\ n,\ n+1) \qquad (10)$$

com $u_o = 0$ e $u_{n+1} = 0$, ter-se-á:

$$\left(\frac{\partial^2 u}{\partial y^2}\right)_{y=y_i}=\frac{u_{i-2}-2u_i+u_{i+1}}{h^2}-\frac{h^2}{12}\left(\frac{\partial^4 u}{\partial y^4}\right)_{y=y_i} \qquad (11)$$

$$(i = 1,\ 2\ \ldots\ n)$$

Fazendo h suficientemente pequeno, para que se possam desprezar os termos de ordem igual ou superior a h^4 em (11) e pondo

$$f_i=f(x,y_i) \qquad (i = 1,\ 2\ \ldots\ n) \qquad (12)$$

a equação (5) aplicada em cada uma das rectas $y = y_i$ $(i = 1, 2 \ldots n)$ toma a forma:

$$\begin{cases}\dfrac{d^2u_1}{dx^2}+\dfrac{-2u_1+u_2}{h^2}=f_1\\[2ex] \dfrac{d^2u_i}{dx^2}+\dfrac{u_{i-1}-2u_i+u_{i+1}}{h^2}=f_i \qquad (i = 2,\ 3\ \ldots\ n-1)\\[2ex] \dfrac{d^2u_n}{dx^2}+\dfrac{u_{n-1}-2u_n}{h^2}=f_n\end{cases} \qquad (13)$$

Em escrita matricial é:

$$\frac{d^2}{dx^2}u+\frac{1}{h^2}Au=f \qquad (14)$$

onde

$$U=\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n \end{bmatrix} \qquad A=\begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & -2 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & 1 \\ - & - & - & - & - \\ & & & & 1 \\ & & & & \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad f=\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n \end{bmatrix}$$

As condições aos limites a que u tem de satisfazer são:

$$\begin{cases} u_i = p_i = \varphi(a_i, y_i) & \text{para} \quad x = a_i \\ u_i = q_i = \varphi(b_i, y_i) & \text{para} \quad x = b_i \end{cases} \quad (i=1,\ 2\ ..\ n) \tag{15}$$

3 — FORMULAÇÃO VARIACIONAL

Como se demonstra no Apêndice A, a solução da equação (14) conjuntamente com as condições (15) é equivalente à pesquisa do vector u que, satisfazendo a (15), minimiza a funcional

$$\phi(U) = \delta[J]\left\{U'u' - \frac{1}{h^2}\, UAu + 2Fu\right\} \tag{16}$$ **

onde: δ é o operador que actuando sobre um vector τ qualquer realiza a operação

— [J] é o operador que actuando sobre um vector τ realiza:

$$[J]\,\tau = \begin{bmatrix} \int_{a_1}^{b_1} \tau_1\, dx \\ \int_{a_2}^{b_2} \tau_2\, dx \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \int_{a_n}^{b_n} \tau_n\, dx \end{bmatrix}$$

— [U] é a matriz de elementos $\left[u_i\, \delta_{ij}\right]$ ***,

— $F = \left[f_i\, \delta_{ij}\right]$, $U' = \frac{d}{dx} U$ e $u' = \frac{d}{dx} u$

4 — MÉTODO DE RITZ

Considere-se o conjunto de W_k (x) (k = 1, 2 ... m) independentes e satisfazendo a:

$$\begin{cases} w_{ki}(a_i) = 0 \\ w_{ki}(b_i) = 0 \end{cases} \quad (i = 1,\ 2\ \ldots\ n) \tag{17}$$

e com componentes tais que

w_{k1} , w_{kn} e $w_{k,i+1} - w_{k,i}$

sejam de ordem h.

Exprimindo u por $$u = S(x) + \sum_{j=1}^{m} c_j W_k \tag{18}$$

onde C_j (j = 1,2 ... m) são constantes e S(x) satisfaz a

$$\begin{cases} s_i(a_i) = p_i \\ s_i(b_i) = q_i \end{cases} \tag{19}$$

a expressão (18) satisfaz automaticamente às condições aos limites.

O valor aproximado da solução u, obtém-se procurando os c (j = 1,2 ... m) que conduzem ao menor valor de (u), quando se substitui (18) em (16). Isto é:

$$\phi(c_1, c_2, \ldots, c_n) = \delta[J]\left\{\left[S' + \sum_{k=1}^{m} c_k W_k\right]\left\{s' + \sum_{j=1}^{m} c_j w_j'\right\} - \frac{1}{h^2}\left[S + \sum_{k=1}^{m} c_k W_k\right] \cdot A\left\{s + \sum_{j=1}^{m} c_j w_j\right\} + 2F\left\{s + \sum_{k=1}^{m} c_k w_k'\right\}\right\} =$$

$$= \delta[J]\left\{S's' - \frac{1}{h^2} SAs + 2Fs + 2\sum_{k=1}^{m} c_k \left\{S'w_k - \frac{1}{h^2} SAw_k + Fw_k\right\} + \sum_{k=1}^{m}\sum_{j=1}^{m} c_k c_j \left\{W_k' w_j' - \frac{1}{h^2} W_k A w_k\right\}\right\} \tag{20}$$

onde

$$S = \left[s_i\, \delta_{ij}\right] \qquad W_k = \left[w_{ki}\, \delta_{ij}\right]$$

Impondo as condições de mínimo a $\phi(c_1, c_2, \ldots c_m)$

$$\frac{\partial \phi}{\partial c_k} = 0 \qquad (k = 1,\ 2\ \ldots\ m) \tag{21}$$

---

* As matrizes serão representadas por maiúsculas em tipo grande, os vectores por minúsculas em tipo grande.

** Uma expressão encerrada por [ ] representa uma matriz. Uma expressão encerrada por { } representa um vector

*** δ_{ij} — símbolo de Kronecher

obtém-se

$$\delta[J]\left\{\sum_{j=1}^{m} c_j\left[W_k' w_j' - \frac{1}{h^2} W_k A w_j\right\} + S\, w_k - \frac{1}{h^2} S A w_k + F\, w_k\right\} = 0$$

$$(k = 1, 2 \ldots m) \qquad (22)$$

donde, os C_j $(j = 1,2 \ldots m)$ são determinados pelo sistema de equações algébricas

$$\sum_{j=1}^{m} \alpha_{kj} c_j = \gamma_k \qquad (k = 1, 2 \ldots m) \qquad (23)$$

onde

$$\alpha_{kj} = \sum_{i=1}^{n} \beta_{kji} - \frac{1}{h^2}\left(\sum_{i=2}^{n} \sigma_{kji,i-1} - 2\sum_{i=1}^{n} \sigma_{kji,i} + \sum_{i=1}^{n-1} \sigma_{kji,i+1}\right) \qquad (24)$$

com

$$\beta_{kji} = \int_{a_i}^{b_i} w_{ki}' w_{ji}' \, dx \qquad (25)$$

$$\sigma_{kji,t} = \int_{a_i}^{b_i} w_{kt} w_{jt} \, dx \qquad (26)$$

e

$$\gamma_k = -\sum_{i=1}^{n} \int_{a_i}^{b_i} s_i w_{ki}' \, dx + \frac{1}{h^2}\left(\sum_{i=2}^{n} \int_{a_i}^{b_i} s_{i-1} w_{ki} \, dx - 2\sum_{i=1}^{n} \int_{a_i}^{b_i} s_i w_{ki} \, dx + \sum_{i=1}^{n-1} \int_{a_i}^{b_i} s_{i+1} w_{ki} \, dx\right) - \sum_{i=1}^{n} \int_{a_i}^{b_i} f_i w_{ki} \, dx \qquad (27)$$

Estabelecida a forma das funções S_i (x) e W_{ki} (x) $(i = 1, 2 \ldots m$ e $k = 1, 2 \ldots m)$ e conhecidas as funções f (x) $(i = 1, 2 \ldots n)$, o cálculo dos integrais que figuram em (25), (26) e (27), podem realizar-se analiticamente pelo que os coeficientes α_{kj} e γ_k do sistema de equações (23) serão expressões conhecidos dos valores a_i e b_i $(i = 1, 2 \ldots n)$. Nestas condições o cálculo realiza-se duma forma geral para qualquer contorno.

No Apêndice B, são dados valores de (25), (26) e (27) para vectores S e W_k, que satisfazem as condidições gerais impostas.

5 — EXEMPLO

O método proposto foi ensaiado no caso particular da equação

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = -1$$

com u = 0 para x e y satisfazendo a $x^2 + y^2 = 1$. A solução exacta é $u = {}^1/_4\,(1-x^2-y_2)$

Utilizando um número de intervalos n + 1 = 50, 10 constantes arbitrárias e recorrendo às expressões apresentadas no Apêndice B, obtiveram-se os seguintes resultados:

y	x	Solução obtida	Solução exacta
0	0	.2505	.2500
0	.4	.2107	.2100
0	.8	.0908	.0900
.2	0	.2405	.2400
.2	.8	.0807	.0800
.52	0	.1828	.1824
.6	0	.1603	.1600
.6	.4	.1204	.1200
.84	0	.0738	.0736

$$\int_{-1}^{1} \int_{-\sqrt{1-x^2}}^{\sqrt{1-x^2}} u \, dy \, dx = .3927 \qquad \text{(valor calculado)}$$

$$h \sum_{i=1}^{n} \int_{a_i}^{b_i} u_i \, dx = .3916 \qquad \text{(valor exacto)}$$

O tempo de cálculo consumido no IBM 360/44 foi de 49 seg.

6 — CONCLUSÕES

— O método é de aplicação geral na solução da equação de Poisson bidimensional com condições fronteira de Dirichlet.

— É possível obter precisão satisfatória com economia de tempo de computação e utilizando computadores de capacidade de memória limitada.

— A extensão a outros tipos de equações e a problemas tridimensionais parece possível.

AGRADECIMENTO

O autor agradece a Centro de Cálculo da Universidade Técnica de Lisba o apoio prestado.

APÊNDICE A

Considera-se que

$$\phi(u)=\int[J]\left\{U'u'-\frac{1}{h^2}UAu+2Fu\right\} \qquad (A\,1)$$

tem um valor mínimo o vector u que satisfaz as condições fronteiras.

O vector

$$u+\alpha d \qquad (A\,2)$$

com $d_i(a_i)=0$, $d(b_i)=0$, d_1, d_n e $d_{i+1}-d_i$

$(i = 1, 2 \ldots n . 1)$ de ordem h, satisfaz as condições fronteiras.

Se $\varnothing(U)$ é mínimo, $\frac{d}{d\alpha}\phi(u+\alpha d)=0$ para $\alpha = 0$.

Substituindo (A2) em (A1) vem:

$$\phi(u+\alpha d)=\int[J]\left\{U'u'+2\alpha D'u'+\alpha^2 D'd'-\frac{1}{h^2}\left\{UAu+2\alpha DAu\right.\right.$$

$$\left.\left.+\alpha^2 DAd\right\}+2\alpha Df\right\} \qquad (A\,3)$$

onde $D = [d_i \delta_{ij}]$. Recorreu-se a $UAd = DAu$ porque A é simétrica.

Derivando (A 3) em ordem a α e igualando a zero a expressão obtida para $\alpha = 0$, vem:

$$\int[J]\left\{2D'u'-\frac{2}{h^2}DAu+2Df\right\}=0 \qquad (A\,4)$$

O termo

$$\int[J]\left\{2D'u'\right\}$$

transforma-se por

$$2\sum_{i=1}^{n}\int_{a_i}^{b_i} d_i' u_i' \, dx = 2\sum_{i=1}^{n}\int_{a_i}^{b_i}\frac{d}{dx}(d_i u_i')\,dx-2\sum_{i=1}^{n}\int_{a_i}^{b_i} d_i u_i'' \, dx=$$

$$2\sum_{i=1}^{n}\left[d_i u_i'\right]_{a_i}^{b_i}-2\int[J]\left\{D u''\right\}=-2\int[J]\left\{D u''\right\}$$

Substituindo (A 5) em (A 4) obtém-se:

$$\int[J]\left\{D\left\{u+\frac{1}{h^2}Au-f\right\}\right\}=0 \qquad (A\,6)$$

Como D é arbitário pode tomar-se

$d_k \neq 0$ e $d_i=0$ $(i = 1, 2 \ldots k-1$,

$k+1, \ldots n)$ e fazer $d_k(x) = 0$ no domínio

$$\left[a_k, x-\Delta\,;\ x+\Delta, b_k\right]$$

com Δ pequeno de forma $d_k(x)$ toma o mesmo sinal em $[x-\Delta, x+\Delta]$ nestas condições (A 6) toma a forma

$$\int_{x-\Delta}^{x+\Delta} d_k\left(u_k-\frac{1}{h^2}\left\{Au\right\}_k-f_k\right)dx=0 \qquad (A7)$$

o que implica

$$u_k+\frac{1}{h^2}\left\{Au\right\}_k-f_k=0 \qquad (A\,8)$$

O que foi feito para a componente k pode fazer-se para as restantes componentes e para todos os valores de x no domínio considerado, donde

$$\frac{d^2}{dx^2}u+\frac{1}{h^2}Au=f \qquad (A\,9)$$

é válida em todo o domínio.

APÊNDICE B

Considere-se

$$s_i(x)=\frac{q_i-p_i}{b_i-a_i}(x-a_i)+p_i \qquad (1 = 1,2 \ldots n) \qquad (B\,1)$$

que satisfaz a

$$\begin{cases} s_i(a_i)=p_i \\ s_i(b_i)=q_i \end{cases} \qquad (i = 1,2 \ldots n). \qquad (B\,2)$$

$$w_{ki}=\Theta_k(i).\sin\left(k\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)$$

que satisfaz a

$$\begin{cases} w_{ki}(a_i)=0 \\ w_{ki}(b_i)=0 \end{cases} \qquad (i = 1, 2 \ldots n) \qquad (B\,3)$$

e tome-se

$\theta_k(i)$ tal que: $\theta_k(o)=\theta_k(n+1)=0.$

O vector

$$U=S+\sum_{j=1}^{m} c_j W_j \qquad (B\ 4)$$

satisfaz as condições indicadas no texto.

As funções propostas (B1 e (B2) conduzem às seguintes expressões para as funções gerais indicadas em 4.:

$$\eta_{kji}=\int_{a_i}^{b_i}\theta_k(i).\theta_j(i).\frac{\pi^2 kj}{(b_i-a_i)^2}.\cos\left(k\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right).\cos\left(j\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)dx=\begin{cases}0 & \text{se } k\neq j\\ \theta_k^2(i)\,\dfrac{\pi^2k^2}{2(b_i-a_i)} & \text{para } k=j\end{cases} \qquad (B5)$$

$$\sigma_{kji,t}=\int_{a_i}^{b_i}\theta_j(i).\theta_k(t).\sin\left(j\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)\sin\left(k\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)dx$$

$$=\begin{cases}\theta_j(i).\theta_k(t).\left\{\frac{1}{2p}(\sin(pb_i+q)-\sin(pa_i+q))-\frac{1}{2r}(\sin(rb_i+s)-\sin(ra_i+s))\right\} & (\text{se } p\neq 0)\\ \theta_j(i).\theta_k(t)\frac{1}{2}((b_i-a_i)-(\sin(rb_i+s)-\sin(ra_i+s))/r) & (\text{se } p=0)\end{cases} \qquad (B6)$$

onde

$$p=\pi(k(b_t-a_t)-j(b_i-a_i))/(b_i-a_i)/(b_t-a_t)$$

$$q=\pi(ja_t(b_i-a_i)-ka_i(b_t-a_t))/(b_i-a_i)/(b_t-a_t)$$

$$r=\pi(k(b_t-a_t)+j(b_i-a_i))/(b_i-a_i)/(b_t-a_t)$$

$$s=-\pi(ja_t(b_i-a_i)+ka_i(b_t-a_t))/(b_i-a_i)/(b_t-a_t)$$

$$\begin{cases}\gamma_k=\frac{1}{n^2}\left(2\sum_{i=2}^{n}\theta_k(i)\,\frac{q_{i-1}-p_{i-1}}{b_{i-1}-a_{i-1}}\cdot\frac{b_i-a_i}{k\pi}+4\sum_{i=1}^{n}\theta_k(i)\,\frac{q_i-p_i}{k\pi}+2\sum_{i=1}^{n-1}\theta_k(i)\,\frac{q_{i+1}-p_{i+1}}{b_{i+1}-a_{i+1}}\cdot\frac{b_i-a_i}{k}\right)\\ \qquad -\theta_k(i)\int_{a_i}^{b_i}f_i\sin\left(k\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)dx \quad \text{para } k \text{ ímpar}\\ \gamma_k=-\theta_k(i)\int_{a_i}^{b_i}f_i\sin\left(k\pi\frac{x-a_i}{b_i-a_i}\right)dx \quad \text{para } k \text{ par}\end{cases} \qquad (B7)$$

Os valores de e_k (i) podem tomar-se como

$$\theta_k(i)=i^{f_1(k)}.(n+1-i)^{f_2(k)} \qquad (B8)$$

com f_1 (k) e f_2 (k) números reais maiores que zero.

O NOSSO SERVIÇO DE ASSISTENCIA

A construção dos aparelhos diferenciais eléctricos DEMAG não é uma solução de compromisso, o que está provado pelos milhares de aparelhos em serviço, em mais de 100 países, desde há dezenas de anos. No entanto, mesmo o melhor produto necessita de alguma assistência, com determinados intervalos. Assim, por exemplo, e segundo as normas de prevenção de acidentes, os aparelhos DEMAG deverão ser inspeccionados uma vez por ano. É evidente que se gasta um ferodo, ou que deve o mesmo ser reajustado. Igualmente, deverão ser verificados, com regularidade, os cabos e as suas guias. Vs. próprios poderão executar estes trabalhos, ou utilizar os nossos serviços de assistência.

Uma sugestão: Solicitem a nossa Assistência. Desta forma não terão preocupações. Basta um telefonema. O mesmo poderão fazer se precisarem urgentemente de uma peça subressalente.
A propósito: pelo aumento da produção e por medidas de racionalização foi-nos possível reduzir, consideravelmente, os nossos prazos de entrega.

Queiram enviar-nos o talão (em baixo, do lado direito). Teremos muito gosto em informar-vos acerca dos nossos serviços de assistência ou do nosso programa de fabrico.

ROMAR
UMA ORGANIZAÇÃO AO SERVIÇO DA INDÚSTRIA

LISBOA
R. DA BOA VISTA, 83-1.º-D.
TELEFS. 672161/2/3/4/5

PORTO
R. DE SÁ DA BANDEIRA, 589
TELEFS. 25871-32205

EXPONHA-NOS O SEU PROBLEMA
O NOSSO GABINETE TÉCNICO ENCONTRARÁ A SOLUÇÃO ADEQUADA

SOCIEDADE DE CONSTRUÇÕES

AMADEU GAUDÊNCIO

LIMITADA

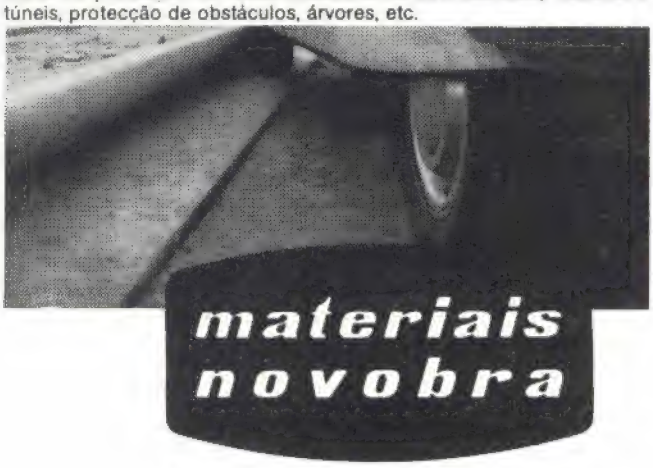
SEDE — R. ALEXANDRE BRAGA, 4-A — LISBOA
Tel. 56 00 51 — Telg. CONSTRUÇAO
R. CASAL DO PEDRO, 7 — MASSARELOS — PORTO
Telefone 69 12 45

Mais de 50 anos de experiência

CONSTRUÇÕES
CIVIS E INDUSTRIAIS
BETÃO
ARMADO E PRÉ-ESFORÇADO
CARPINTARIA
ESTUQUES
PINTURAS

PROTECÇÃO DE SEGURANÇA «TRIEF»

Comprovada em todo o mundo é também a solução mais económica de fabricação inteiramente nacional. Para aplicação em curvas, separadores ou protecção de faixas exteriores de auto-estradas, viadutos e túneis, protecção de obstáculos, árvores, etc.



A mais vasta gama em pré-fabricados de betão.

Pavimentos, coberturas, asnas, perfis especiais, «post-esforço Losinger», pontões, vigas de grande vão, pórticos «Crendon», pavimento «Trief», protecção de segurança «Trief», mosaicos, tubos, blocos «Leca», espaçadores de betão, estacas para vinhas e pomares e pré-fabricação total ou parcial.

Fábricas em: Lisboa, Leiria, Lagoa, Guarda, Moita, Luanda, Lourenço Marques
Sede: Av. Est. Unidos da América, 100-5o. Dto. — Lisboa-5
Telefones — Serviços Administrativos: 77 48 32 - 77 29 53
Serviços Técnicos: 71 41 16/7/8 - 71 93 31/2

Topografia Geral

2.º VOLUME

Pelo Engenheiro

A. C. XEREZ

Preço de cada volume

180$00

•

Desconto: 10% aos assinantes

Pedidos à Técnica

C. D. U. 621.317.34

IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS LINEARES POR AMOSTRAGEM FINITA DO DOMÍNIO DO TEMPO (*)

J. M. VIEGAS GONÇALVES
Eng.º Electrotécnico I. S. T.
Assistente do I. S. T.

RESUMO

Apresenta-se um método para identificação de funções características de sistemas descritos por equações diferenciais ordinárias lineares de coeficientes constantes a partir dum número finito de valores da resposta impulsiva tomados em pontos equidistantes no domínio do tempo.

Indica-se a estrutura dum programa para o cálculo automático dos polos e zeros da função característica a identificar a partir dos valores observados.

O método é aplicado à determinação experimental da função de transferência dum filtro LCR passa-baixo de ordem 5.

ABSTRACT

This paper presents a method for characteristic function identification in systems which are described by sets of linear ordinary differential equations with constant coefficients, based on finit sampling in time domain of the system's impulse response.

The sctructure of a program used to compute the location of poles and zeros from the sampled values is described.

The method is applied to the experimental determination of a fifth order LCR low pass filter transfer function.

1. INTRODUÇÃO

É conhecido [1] que um sistema cujo modelo matemático seja uma equação diferencial ordinária linear de coeficientes constantes pode ser caracterizado por uma função característica H(s) dada por

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \qquad (1)$$

em que N(s(e D(s) são polinómios em s de graus g_N e g_D respectivamente.

Para sistemas de largura de banda limitada, tem-se

$$g_D \geqslant g_N + 1 \qquad (2)$$

em que o valor de g_D identifica a ordem do sistema.

Designando por y(t) a resposta do sistema a uma função u(t) e por Y(s) e U(s) as respectivas transformadas de Laplace, representam-se na figura 1 as relações entre as diferentes grandezas, quer no domínio do tempo, quer no domínio da frequência complexa.

O objectivo do presente trabalho é a identificação de H(s) pelos seus polos e zeros (raízes de D(s) e N(s) respectivamente), a partir duma colecção finita de valores y(t) tomados a intervalos iguais, para o caso em que y(t) representa a resposta impulsiva do sistema. Para isso estabelece-se a equação de recorrência a que y(t) deve satisfazer e a partir desta, obtém-se os polos e os zeros de H(s).

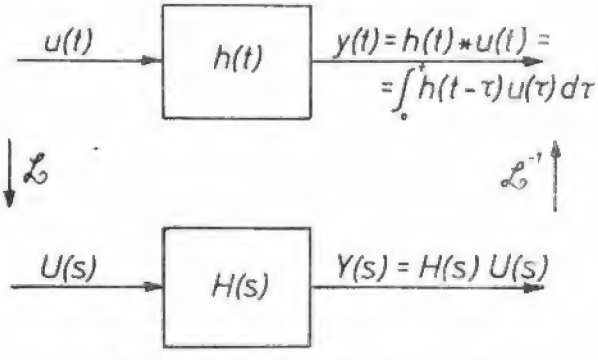


Fig. 1 — Relações funcionais entre as grandezas

2. TEORIA

2.1 — *Resposta impulsiva*

Quando H(s) tem a forma indicada em (1) por decomposição em fracções parciais, podemos escrever [1]

(*) Publicação do Laboratório de Medidas Eléctricas do I. S. T., integrada no Projecto de Investigação TLE-5 subsidiado pelo Instituto de Alta Cultura

$$H(s) = \sum_{i=1}^{m} \left[\frac{C_{i1}}{S - P_i} + \ldots + \frac{C_{i\mu i}}{(S - P_i)^{\mu_i}} \right] \quad (3)$$

em que p_i $(i = 1,2, , m)$ são as raízes diferentes do polinómio $D(s)$, com graus de multiplicidade μ_i $(\sum_{i=1}^{m} \mu_i = g_D)$.

A resposta impulsiva toma então a forma

$$y(t) = h(t) = \sum_{i=1}^{m} \left[C_{i1} + \ldots + \frac{C_{i\mu i}}{(\mu_i - 1)!} \mu_i - 1 \right] e^{Pit} \quad (4)$$

Para o caso em que $y(t)$ é conhecido através dum conjunto de valores igualmente espaçados no tempo de Δt teremos

$$y(n \Delta t) = y_n = \sum_{i=1}^{m} \left[C_{i1} + \ldots + \frac{C_{i\mu i} \Delta t^{\mu_i - 1}}{(\mu_i - 1)!} n^{\mu_i - 1} \right] (e^{P_i \Delta t})^n \quad (7)$$

$$n = 0,1, \ldots$$

A determinação dos valores de P_i e C_i pode encarar-se como um problema de interpolação da função $y(t)$ por funções do tipo exponencial [2] quando os P_i são todos diferentes.

2.2 — *Equação de recorrência*

Para os sistemas em causa os valores das grandezas medidas a intervalos de tempo iguais, satisfazem a uma equação de recorrência de ordem g_D.

Com efeito, a solução $y(t)$ pode considerar-se como a combinação linear de g_d funções — $f_1(t)$, $f_2(t), \ldots, f_{g_D}(t)$ — linearmente independentes.

Definindo as seguintes grandezas:

$$Y(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ y'(t) \\ \vdots \\ y^{(g_D - 1)}(t) \end{bmatrix} \qquad A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \\ A_{g_D} \end{bmatrix}$$

$$[F(t)] = \begin{bmatrix} f_1(t) \ldots f_{g_D}(t) \\ f_1'(t) \ldots f'_{g_D}(t) \\ \vdots \quad \vdots \quad \vdots \\ f_1^{(g_D - 1)}(t) \ldots f_{g_D}^{(g_D - 1)}(t) \end{bmatrix}$$

teremos

$$Y(t) = [F(t)] \; A \quad , \quad A = [F(t)]^{-1} Y(t) \quad (8 \text{ a, b})$$

Conhecido o valor de $Y(t)$ num certo instante, isto é, conhecidos os valores da função e das suas $(g_D - 1)$ derivadas num certo instante, podemos determinar as constantes A_i por (8 b). $[F(t)]$ não é singular, pois por hipótese, os f_i são linearmente independentes.

Para o instante $t + \Delta t$ podemos escrever

$$Y(t + \Delta t) = [F(t + \Delta t)] \; A$$

ou ainda, atendendo a (8 b)

$$Y(t + \Delta t) = [F(t + \Delta t)] \; [F(t)]^{-1} Y(t) = [a] \; Y(t) \quad (9)$$

em que $[a] = [F(t + \Delta t)] [F(t)]^{-1}$

é independente de t, pois

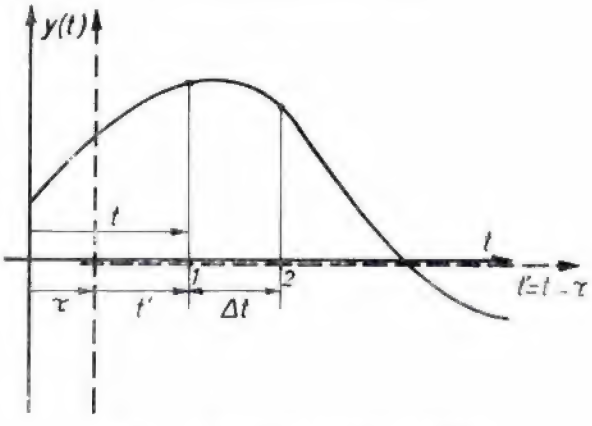


Fig. 2 — Mudança de origem dos tempos

como os f_i não dependem do instante tomado para origem dos tempos, referindo-nos à figura 2 podemos escrever atendendo a (9)

$$Y_2 = [F(t + \Delta t)] \; [F(t)]^{-1} Y_1$$

ou ainda

$$Y_2 = [F(t' + \Delta t)] \; [F(t')]^{-1} Y_1$$

e portanto

$$[F(t + \Delta t)] \; [F(t)]^{-1} = [F(t' + \Delta t)] \; [F(t')]^{-1} = [a(\Delta t)] \quad (10)$$

A expressão (9) permite-nos calcular os valores da solução e das suas derivada no instante $t + \Delta t$ como uma combinação linear dos valores tomados no instante t, qualquer que seja t. Então, os sucessivos valores da solução e das suas derivadas tomadas a intervalos Δt satisfazem a uma equação de recorrência de ordem g_D. Para o mostrar segue-se o processo indicado em [3].

Considera-se a equação característica da matriz $[a(\Delta t)]$

$$\det\left([a(\Delta t)] - \lambda\ [1]\right) = 0$$

ou

$$\sum_{i=0}^{g_0} a_i \lambda^i = 0 \qquad (a_{g0} = 1) \tag{11}$$

Como pelo teorema de Cayley-Hamilton a matriz

$$[a\ (\Delta t)]$$

satisfaz a sua própria equação caracteristica, vem

$$\sum_{i=0}^{g_0} a_i\ [a\ (\Delta t)]^i = [0]$$

Multiplicando à direita ambos os membros por Y (t) e atendendo a (9) obtém-se a equação de recorrência pretendida

$$\sum_{i=0}^{g_0} a_i\ Y\ (t + i\,\Delta t) = 0 \tag{12}$$

Tomando em (12) apenas os valores da solução y(t) e designando por y_n os valores de y(t) para $t = n\,\Delta t$ podemos escrever

$$\sum_{i=0}^{g_0} a_i\ y_{n+i} = 0 \qquad (a_{g0} = 1) \qquad n = 0,\ 1, \ldots \tag{13}$$

Para a equação de recorrência (13) a solução geral y_n pode escrever-se [1]:

$$y_n = \sum_{i=1}^{m} \left(A_{i1} + \ldots + A_{i\mu_i}\ n^{\mu_i - 1}\right) \lambda_i^n \qquad n = 0,\ 1,\ \ldots \tag{14}$$

em que os λ_i são as raízes de grau de multiplicidade μ_i da equação característica da equação de recorrência, a qual toma a forma (11). Os λ_i representm, portanto, os valores próprios da matriz $[a\ (\Delta t)]$.

Identificando (14) com (7) obtém-se

$$A_{i_1} = C_{i_1}\ ,\ \ldots\ A_{i\mu} = \frac{C_{i\mu i}\ \Delta t^{\mu i - 1}}{(\mu_i - 1)!} \tag{15 a}$$

$$\lambda_i = e^{P_i \Delta t} \tag{15 b}$$

relações estas que nos permitem obter H(s) conhecida a solução geral da equação de recorrência.

Deve notar-se que a relação (15 b) não define univocamente o valor de p_i dado o valor de λ_i. Com efeito tem-se

$$p_i = \frac{1}{\Delta t} \log \lambda_i + j\,\frac{2\,k\,\pi}{\Delta t} \qquad k = \ldots -1,\ 0,\ 1,\ \ldots \tag{16}$$

em que $\left|\ \mathrm{Im}\left\{\ \log \lambda i\ \right\}\ \right| \leqslant \pi$ resultado este que se encontra representado na figura 3.

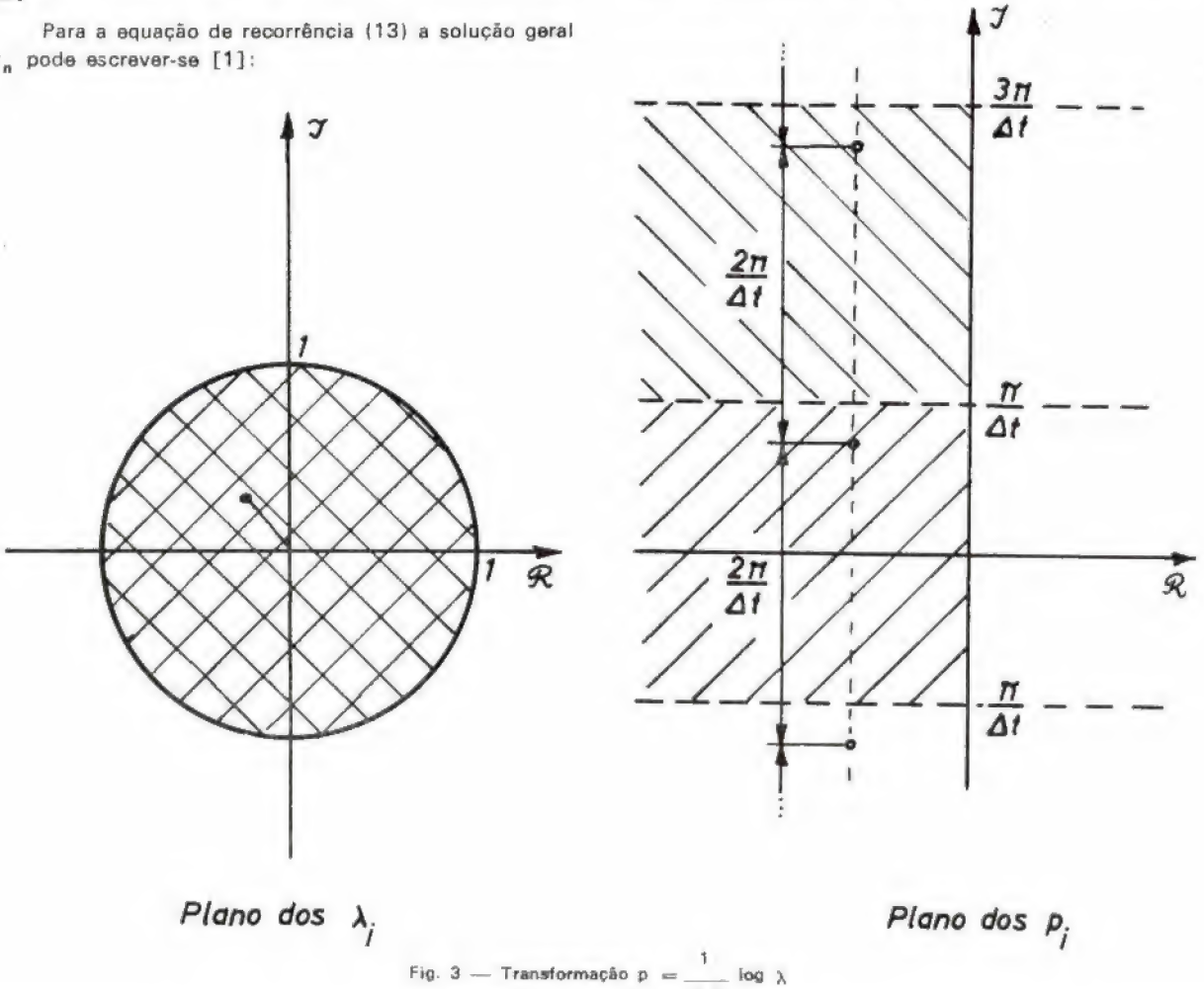


Fig. 3 — Transformação $p = \frac{1}{\Delta t} \log \lambda$

No caso em que o intervalo de amostragem for tal que se verifique

$$\Delta t \leqslant \frac{T_{min}}{2} = \frac{\pi}{\omega_{max}} \qquad (17)$$

em que

$$\omega_{max} = MAX\ (\ |\ Im\ (pi)\ |\ ) \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots\ m$$

então

$$|Im\ (Pi)\ | \leqslant \frac{\pi}{\Delta t}$$

e vem sempre $k = 0$ em (16). [1]

Não se podendo garantir (17) é ainda possível determinar a parte imaginária de p_i *realizando dois ensaios* com intervalos de amostragem Δt_1 e Δt_2 incomensuráveis e determinando os valores inteiros k_1 e k_2 (únicos) para os quais

$$Im\ (Pi_1) + \frac{2\ k_1\ \pi}{\Delta\ t_1} = Im\ (Pi_2) + \frac{2\ k_2\ \pi}{\Delta\ t_2} = Im\ (Pi) \qquad (18)$$

Para exemplificar o que foi exposto, consideremos um sistema de segunda ordem, de que se conhece a resposta impulsiva — Figura 4.

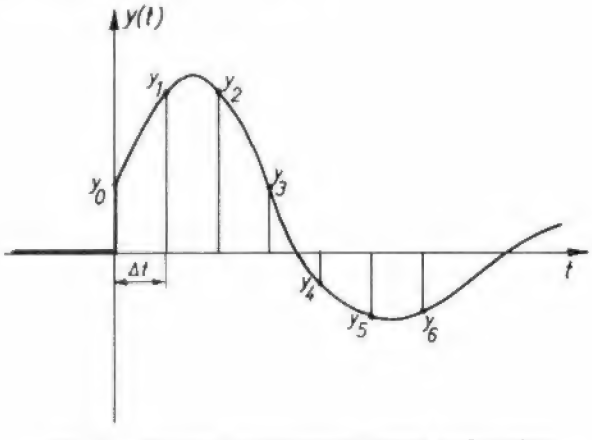


Fig. 4 — Resposta impulsiva dum sistema de 2.ª ordem

Começa-se por determinar os coeficientes da equação de recorrência (13) utilizando ,por exemplo, as 4 primeiras observações

$$\begin{cases} a_0\ y_0 + a_1\ y_1 + y_2 = 0 \\ a_0\ y_1 + a_1\ y_2 + y_3 = 0 \end{cases}$$

obtiidos os valores de a_0 e a_1 determinam-se os valores λ_1 e λ_2, raízes de (11)

$$a_0 + a_1\ \lambda + \lambda^2 = 0$$

A partir de (15 b) podemos já determinar p_1 e p_2

$$p_1 = \frac{1}{\Delta\ t}\ Log\ \lambda_1 \qquad p_2 = \frac{1}{\Delta\ t}\ Log\ \lambda_2$$

Para determinar os valores das constante A_1 e A_2 da solução geral da equação de recorrência, não temos mais que utilizar (14) para as duas primeiras observações, por exemplo, e, considerando $\lambda_1 \neq \lambda_2$

$$\begin{cases} A_1 + A_2 = y_0 \\ A_1\ \lambda_1 + A_2\ \lambda_2 = y_1 \end{cases}$$

Os valores de C_1 e C_2 dados por (15 a), coincidem, neste caso ($\lambda_1 \neq \lambda_2$), com A_1 e A_2 o que nos permite escrever

$$H(s) = \frac{A_1}{S - P_1} + \frac{A_2}{S - P_2}$$

podendo ainda passar à forma (1) reduzindo a expressão anterior

$$H(s) = \frac{Sy_0 - (A_1\ P_2 + A_2\ P_1)}{(S - P_1)\ (S - P_2)}$$

No caso em que $y_0 = 0$ vem

$$H(s) = \frac{A_1\ (P_1 - P_2)}{(S - P_1)\ (S - P_2)}$$

3. APLICAÇÃO

3.1 — Descrição do programa de cálculo

Com base na teoria exposta elaborou-se um programa para o cálculo automático dos polos e zeros da função característica, a partir dos valores de N observações afastadas no tempo de Δt da resposta impulsiva dum sistema de grau g_D. Supõe-se que Δt verifica a relação (17) e ainda, para que o cálculo seja possível, que $N \geqslant 2\ g_D$.

Descrevem-se a seguir as diferentes fases do programa.

I — *Determinação da equação de recorrência*

Como as observações de que se dispõe vem afectadas de erros experimentais em lugar de (13) teremos

$$\sum_{i=0}^{g_D} a_i\ y_{n+i} = \delta_n \qquad n = 0,\ 1,\ \ldots\ N - g_D - 1$$

Os valores dos a_i são determinados de modo a que $\sum \delta^2_n$ seja mínimo [4].

1) Corresponde ao teorema de Nyquist para o caso em que y(t) é periódico limitado na frequência a ω_{max}

O sistema de equação a que se chega é resolvido pelo método de redução de Gauss [5].

Se o valor de g_D tomado for maior do que o correspondente ao do sistema em estudo — g_{D_s} — a matriz do sistema de equações seria singular. Tal não acontece quer devido aos erros das observações ($\delta_n \neq 0$) quer aos erros de truncatura nos cálculos, obtendo-se um sistema de equações «mal condicionado».

Para atenuar este inconveniente, os cálculos são programados em «precisão dupla» (16 dígitos significativos) nesta fase.

II — *Determinação dos polos*

Com os valores dos a_i obtidos calculam-se os λ_i a partir de (11). Utiliza-se o método de Nickel [6] para a determinação das raízes da equação característica. Obtêm-se os valores dos p_i através de (16) supondo $k = o$.

III — *Determinação dos zeros*

Com os valores de λ_i calculados obtêm-se os A_i aplicando (14) às g_D primeiras observações. No caso em que $g_D > g_{D_s}$ os coeficientes A_i em número de $(g_D - g_{D_s})$ serão muito menores do que os restantes, na medida em que os erros das observações sejam pequenos em relação aos valores destas.

No caso em que os λ_i são todos diferentes os C_i coincidem com os A_i.

A partir da forma indicada em (3) passa-se à forma (1) calculando-se as raízes do polinómio que se obtiver para N(s) .

3.2 — *Exemplo de aplicação*

O programa anterior foi escrito em Fortran IV e ensaiado num computador IBM 360/44 do C.C.U.T.L., utilizando exemplos numéricos e experimentais. Descreve-se a seguir um dos exemplos experimentais, bem como os resultados obtidos.

Projectou-se um filtro Tchebyshef passa-baixo cujo esquema de encontra na figura 5 e onde se indicam os valores medidos dos diferentes elementos utilizados na sua realização (1).

Neste caso, teremos

$$U_1(s) = H(s)\, U_0(s)$$

em que

$$H(s) = \frac{A}{(S - P_1)(S - P_2)(S - P_3)(S - P_4)(S - P_5)}$$

Para obter $u_0(t)$ usou-se um gerador de onda quadrada com frequência suficientemente baixa, para

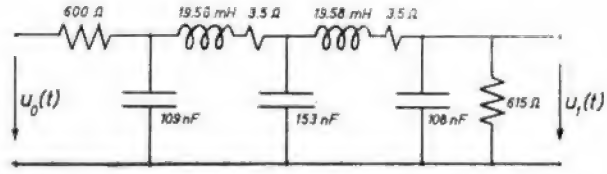


Fig. 5 — Filtro Tchebyshef N = 5 1 db f_c = 5209 Mz R_0 = 600 Ω

que cada meio período de $u_1(t)$ possa ter interpretado como a resposta à função escalão — $u_{1u}(t)$ — (fig. 6).

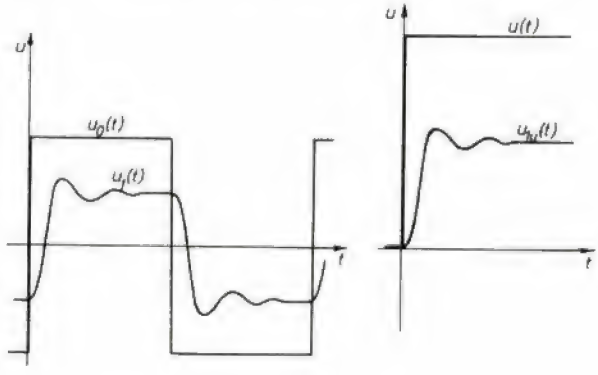


Fig. 6 — Resposta à onda quadrada e resposta à função escalão

Então,

$$U_{1u}(s) = H(s)\frac{1}{s} = \frac{H(s)}{s}$$

Aplicando a teoria exposta utilizando $u_{u1}(t)$ — resposta à função escalão — obtemos os polos e zeros de H(s)/s. Aparecerá a mais um polo na origem ($p_{g_D+1} = 0$), relacionando-se os coeficientes obtidos para os polos com os coeficientes correspondentes a H(s) por:

$$C_i\,[H(s)/s] = \frac{C_i\,[H(s)]}{p_i} \qquad i = 1, 2, \ldots g_G \qquad (19)$$

e

$$C_{g_D+1}\,[H(s)/s] = \frac{N(o)}{\prod_{i=1}^{g_D} (-p_i)}$$

Assim, como no exemplo em estudo H(s) é de grau 5 a análise foi feita com grau 6.

Para obter os valores de $u_1(t)$ em intervalos espaçados de Δt utilizou-se uma unidade de amostragem (2) segundo o esquema da fig. 7.

(1) O valor referente à resistência da bobina corresponde a F = 5 kHz

(2) «Sample and hold circuit».

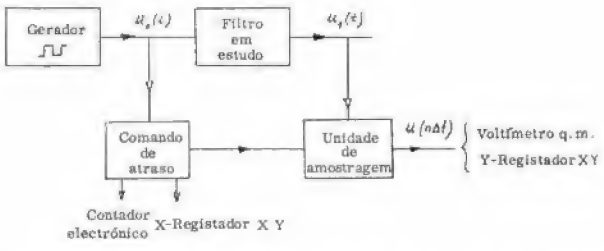


Fig. 7 — Esquema para a determinação de valores de u_1 (t) em intervalos espaçados de Δt

O ensaio foi feito com uma frequência do gerador de 300 Hz tendo-se registado valores com $\Delta t = 25$ μs O tempo de amostragem era de 3 μs. Na figura 8 apresenta-se um gráfico tal como foi obtido com o registador X Y.

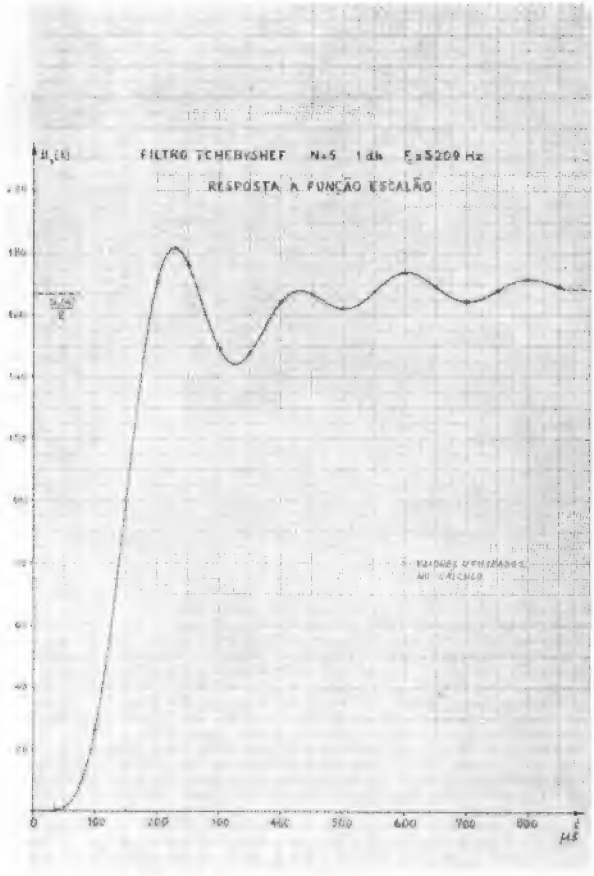


Fig. 8 — Resposta à função escalão. Gráfico obtido no registador X Y segundo o esquema da Fig. 7. Encontram-se assinalados os valores utilizados no cálculo para o caso indicado na 3.ª linha do Quadro I

A partir dos valores experimentais dos elementos do filtro calcularam-se os polos e zeros de H(s)/s e a partir de colecções de valores de u_1 (t) quer obtidas com o voltímetro quer obtidas do gráfico do registador utilizou-se o programa descrito para obtenção dos mesmos valores.

No Quadro I encontram-se alguns dos resultados obtidos, apresentando-se na figura 9 os resultados impressos pelo programa para um dos casos considerados (2.ª linha do Quadro I).

QUADRO I

PROCESSO UTILIZADO	p_1		$p_{2,3}$		$p_{4,5}$		$\lvert p_6 \rvert$	Mínimo módulo dos zeros
	$\mathcal{R}$	$\mathcal{I}$	$\mathcal{R}$	$\mathcal{I}$	$\mathcal{R}$	$\mathcal{I}$		
Cálculo a partir dos valores experimentais dos elementos	-0.0933	0	-0.0295	±0.3275	-0.0771	±0.2034	0	∞
Programa-Volt. q.m.-Δt=50 μs - 18 pontos - Grau - 8	-0.0936	0	-0.0369	±0.3287	0.0786	±0.2061	0.00004	0.56
Programa-Gráfico-Δt=50 μs - 18 pontos - Grau - 6	-0.0851	0	0.0331	±0.3236	-0.0759	±0.1949	0.00001	0.36

Valores dos polos e zeros de H(s)/s em $s^{-1} \times 10^6$

Os resultados apresentados na figura 9 referem-se a um caso em que a análise foi feita com ordem superior em duas unidades à do sistema em estudo. Tal como foi citado na descrição do programa, aparecem duas das constantes (sublinhados a traço interrompido) cujos módulos são bastantes menores que os módulos das restantes (cerca de 5% do menor módulo das outras constantes).

Como pode verificar-se o polinómio numerador a que se chega, não é real, sendo as partes imaginárias dos coeficientes devidas aos erros cometidos na execução dos cálculos (valores da ordem de 10^{-4} da parte real).

Neste exemplo, os zeros do númerador deveriam estar todos no infinito. Tal não sucede no cálculo devido aos erros referidos e ainda aos erros na medida do tempo em relação à aplicação do escalão. No entanto, observa-se que todos eles têm um módulo maior que o módulo de qualquer polo (Fig. 10). O pequeno valor dos coeficientes dos polos resultantes do aumento da ordem da análise traduz-se pelo aparecimento de zeros junto desses polos.

Em relação aos valores do Quadro I verifica-se que os polos obtidos pelo programa concordam com os obtidos por cálculo a partir dos valores experimentais dos parâmetros, a ± 2% do maior módulo.

4. CONCLUSÕES

Mostrou-se que a partir dos valores da resposta impulsiva tomados em, pelo menos, 2 g_0 instantes separados de Δt é possível identificar completamente a função característica dum sistema linear de ordem g_0.

Para isso estabeleceu-se a equação de recorrência a que esses valores devem satisfazer e relacionou-se a solução geral desta equação com a expressão geral da resposta impulsiva dum sistema linear.

Elaborou-se um programa para o cálculo automático dos polos e zeros da função característica a partir dos valores das observações da resposta impulsiva, o qual foi ensaiado com exemplos numéricos e experimentais, tendo-se obtido resultados satisfatórios.

```
ANALISE SOBRE TODO O INTERVALO                                    0.8  1.35  2.2        Δt = 50 μs

        COEFICIENTES DA EQ. DE RECORRENCIA

 0.1543779E 00   -0.3260571E 00   0.3890342E 00   -0.3735110E 00   0.2224034E 00   -0.6683123E 00

 0.4657737E 00   -0.8644797E 00   0.1000000E 01

1)  DUR.=  0.140 S

        RAIZES DA EQ. CARACTERISTICA

(-0.625079E-01, 0.858179E 00) (-0.625080E-01,-0.858179E 00) (-0.666057E 00, 0.532041E 00) (-0.666057E 00,-0.532041E 00)

( 0.347547E 00, 0.580730E 00) ( 0.347547E 00,-0.580730E 00) ( 0.100023E 01,-0.806022E-13) ( 0.626289E 00, 0.141495E-72)

2)  DUR.=  1.680 S

        VALORES DAS CONSTANTES

( 0.410942E 01,-0.869503E 01) ( 0.411004E 01, 0.869492E 01) (-0.472017E 00,-0.550338E-01) (-0.471996E 00, 0.547084E-01)

( 0.405941E 01, 0.431213E 02) ( 0.405901E 01,-0.431205E 02) ( 0.114472E 03, 0.914187E-04) (-0.129866E 03,-0.460896E-03)

3)  DUR.=  0.380 S

        ZEROS DO DENOMINADOR  EM S=P-1  x10^6

(-0.300595E-01, 0.328701E 00) (-0.300595E-01,-0.328701E 00) (-0.319244E-01, 0.493518E 00) (-0.319243E-01,-0.493518E 00)

(-0.780805E-01, 0.206301E 00) (-0.780806E-01,-0.206301E 00) ( 0.455804E-04, 0.0          ) (-0.935887E-01, 0.0          )

   POLIN. NUMERADOR  (Ordem decrescente de potências)

( 0.0          , 0.119919E-04) (-0.713135E 00,-0.131164E-03) ( 0.796051E-01,-0.246488E-05) (-0.134611E 00,-0.174660E-04)

(-0.827694E-02,-0.457764E-05) ( 0.591421E-01, 0.983832E-06) (-0.175536E-03,-0.303640E-06) ( 0.138994E-01, 0.195632E-07)

   ZEROS DO NUMERADOR

( 0.108261E 02,-0.594678E 05) (-0.539011E 00, 0.146601E-04) ( 0.560199E 00,-0.272999E-04) (-0.661355E-01,-0.451432E 00)

(-0.661192E-01, 0.451422E 00) ( 0.111326E 00,-0.545614E 00) ( 0.111367E 00, 0.546610E 00) (

4)  DUR.= 12.680 S

      1), 2), 3) - Não inclui o tempo de impressão
            4) - Duração total da análise
```

Fig. 9 — Resultados impressos pelo programa de cálculo, para o caso indicado na 2.ª linha do Quadro I

Não se considerou o problema da escolha do intervalo Δt e do número de observações a tomar para obter a melhor precisão dos resultados para uma dada imprecisão das medidas.

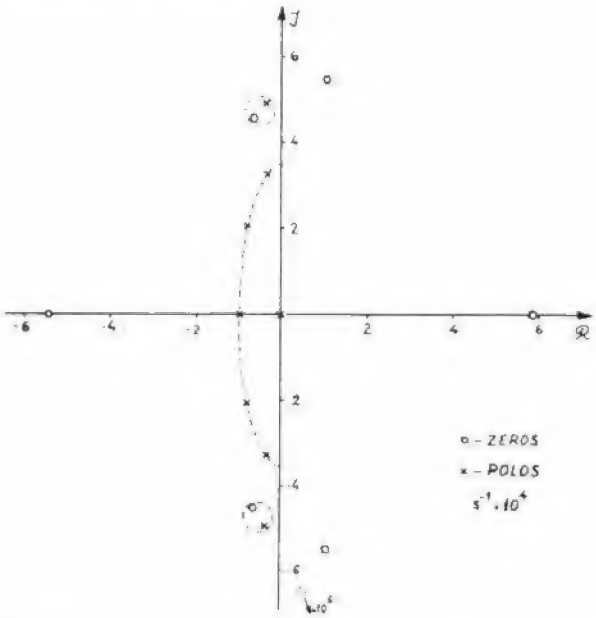


Fig. 10 — Localização dos polos e zeros obtidos pelo programa para o caso indicado na 2.ª linha do Quadro I

AGRADECIMENTO

Ao Prof. Borges da Silva, pelas sugestões feitas e pelo efectivo apoio dado para a realização do presente trabalho.

BIBLIOGRAFIA

[1] — G. Doetsch — «Einführung in Theorie und Anwendung der Laplace — Transformation» — Birkhäuser Verlag — 1958.

[2] — A. Angot — «Compléments de Mathématiques» — Ed. Revue d'Optique — 1957 — pág. 375.

[3] — J. F. Borges da Silva — «Amplificação Paramétrica em Estruturas Periódicas» Tese de Doutoramento I. S. T. — 1968 — pág. 40.

[4] — R. Zurmühl — «Matrizen» — Spring Verlag — pg. 137 .

[5] — R. Zurmühl — op. ct. [4] — pg. 58.

[6] — K. Nickel — «Die Numerische Berechung der Wurzeln eines Polynoms» — Numerische Mathematik — 9 — 1966 pág. 80-98.

Feiras, Conferências, Exposições e Congressos

OBJECTIVOS E PROGRAMA	LOCAL, DATA, ORGANIZAÇÕES E INFORMAÇÕES
Salon Internacional des Composants Electroniques	Paris (parque de Exposição de Porta de versailles) 2 a 8 de Abril - 75
Mecanelem Salão da Fundição	Paris 7 a 12 de Abril - 75
Feira de Lille	Lille 11 a 21 de Abril - 75
Feira Internacional de Milão	Milão 14 a 25 de Abril - 75
Conference Nucleaire Europeenne	Paris (Organizada pela Sociedade Europeia de Energia Nuclear com a colaboração da Sociedade Nuclear Americana) Abril - 75

TORRES VERMELHAS

LOURENÇO MARQUES

27 PISOS · 85 METROS DE ALTURA
DOIS DOS MAIS ALTOS EDIFÍCIOS DE PORTUGAL
Execução total com moldes deslizantes

PERFEIÇÃO TÉCNICA • RAPIDEZ DE EXECUÇÃO

CONSTRUÇÕES TÉCNICAS, S.A.R.L.

Escolhe o redutor*...

monte a transmissão completa utilizando

OS PRODUTOS

RENOLD

PARA A TRANSMISSÃO DE FORÇA

- REDUTORES SEM FIM–relações desde 5 : 1 até 5000 : 1 distancias entre centros desde $1\frac{1}{8}$" até 28"
- REDUTORES SEM FIM PARA MONTAGEM NO EIXO
- REDUTORES SEM FIM DE MONTAGEM UNIVERSAL
- REDUTORES E CONJUNTOS MOTOR/REDUTOR 'RITESPEED' até 82 : 1 e 50 HP
- REDUTORES HELICOIDAIS PARA MONTAGEM NO EIXO
- REDUTORES HELICOIDAIS DE REDUÇÃO SIMPLES E DUPLA
- REDUTORES DE ENGRENAGENS ESPIRAL EM ANGULO

* Ou acionamentos a corrente, correntes transportadoras, luvas de acoplamento, embreagens, freios, variadores de rotação etc.

Informações técnicas sobre a linha completa de produtos RENOLD na:

RENOLD HOLROYD Crofts CARTER

HARKER SUMNER & CIA., LDA.
38 Rua de Ceuta, 48 PORTO
Apartado No. 162. Tél: 27054 (4 linhas)
14 Largo do Corpo Santo, 18 LISBOA-2
Tél: 324823, 35124.

RENOLD

RENOLD LIMITED
SALES DIVISION
MANCHESTER · ENGLAND

C. D. U. 551.501:629.19:681.14

CONVERSOR DIGITAL ANÁLOGO TEMPORAL

RODRIGO MARTINS
ISAURA MARTINS
Grupo de Estudos de Cibernética
Universidade de Luanda

RESUMO

Ensaia-se a síntese de um pequeno computador especialmente projectado para controlar os movimentos de uma antena helicoidal, destinada à captação de fotografias meteorológicas enviadas pelo satélite ESSA - 8».

SYNOPSIS

«It is discussed the design of a special purpose computer, capable to control two movements of an helycoidal antena which receives meteorological photographies from ESSA - 8 satelyte.»

NOTA PRÉVIA — Para comando automático das antenas usadas na recepção de sinais de satélites artificiais, no CENTRO ESPACIAL DA MULEMBA, fazia parte dos programas para 1973, o projecto de uma unidade digital, cuja construção seria levada a cabo nos próprios laboratórios do Centro.

Acreditando, todavia, que esta tarefa poderia servir de boa prática e estímulo aos alunos do Grupo de Estudos de Cibernética da Universidade de Luanda, foi o director do C. E. M. contactado afim de lhes fornecer os elementos-base para o referido projecto.

O presente trabalho, executado por Rodrigo Martins e Isaura Simões, representa assim, simultâneamente, uma valiosa colaboração para o Centro, e excelente prática de estudo para aqueles alunos da Universidade de Luanda.

1 — INTRODUÇÃO

1.1 — *Objectivo e finalidade do programador*

O programador que nos propomos construir, serve para comandar automáticamente uma antena do tipo helicoidal. Os dados (altura e azimute) são fornecidos ao programador, minuto a minuto, durante o tempo máximo de 25 minutos. Uma vez que são fornecidos com bastante tempo de antecedência, podemos arranjar um sistema, que armazene o fluxo de informação, de modo a ser removível sempre que se deseje.

Assim, podemos apresentar desde já, as seguintes questões:

a) — Como são fornecidos os dados?

b) — Qual o processo a utilizar para introdução dos dados na memória?

c) — Qual a «lógica» a usar para o armazenamento dos dados.

d) — Como se há-de «tirar» a informação da memória.

e) — De que modo a informação «tirada» vai actuar sobre o «sistema de saída».

As respostas, a estas questões, definirão o modo de proceder para a construção do programador.

a) — Os dados são fornecidos na forma décimal, sendo a altura representada por dois digitos e o azimute por três digitos. A introdução destes dados, far-se-á por meio de uma unidade de entrada a designar.

b) — A introdução dos dados na memória será feita por um selector de canais; Antes, deve-se fazer um armazenamento prévio destes, de modo a que não haja perda de informação. Este armazenamento prévio será feito no «BUFFER» de entrada.

c) — O tipo de memória que vamos utilizar é constituido por núcleos de ferrite os quais armazenam a informação sob a forma octal, pelo que, dever-se-á construir um conversor décimal-binário/octal-binário antes do «BUFFER» de modo a que as saídas seleccionadas já se encontrem na forma octal-binária.

d) — O fluxo de informação sai da memória por meio de um selector de canais.

e) — A informação, uma vez tirada da memória deve ser também armazenada num «BUFFER» para que haja uma maior estabilidade de circuito.

f) — A informação, uma vez nos registadores de saída, vai actuar sobre um comando de «embraiagem» da antena helicoidal, durante uma quantidade de tempo, dependente do valor lógico da informação transmitida.

Nestas condições estamos aptos a apresentar a arquitectura do programador que nos propomos construir.

1.2 — *Resumo da sua arquitectura*

As unidades principais, constituintes do programador, foram já focadas no parágrafo anterior. Essas unidades, são indicadas por meio do esquema de blocos da fig. 1-a:

— UNIDADE DE ENTRADA — Serve para a recepção dos dados e é constituída por «THUMBWELL SWITCHES». Incluída na unidade de entrada temos um sistema «apontador» dos dados iniciais (para um primeiro controle) constituido por contadores, «Drivers» e «Nixies».

— CONVERSOR BINÁRIO DECIMAL - BINÁRIO OCTAL — Esta unidade serve para fazer a descodificação da entrada binária-decimal na lógica em que é actuada a memória.

«BUFFER» DE ENTRADA — Sistema que serve para se fazer o armazenamento prévio dos dados em octal-binário, antes destes serem colocados nos núcleos de memória.

— MATRIZ DISTRIBUIDORA (OU COMUTADORA) DOS DADOS DE ENTRADA — Sistema utilizado para a colocação dos dados de entrada nas respectivas células de memória (matriz de díodos).

— MEMÓRIA — Armazém de dados constituido por núcleos de ferrite.

— MATRIZ SELECTORA DE CANAIS — Sistema utilizado para «retirar» a informação da memória e colocá-la no «buffer» de saída (matriz de diodos).

— «BUFFER» DE SAÍDA — Unidade que serve para reter temporariamente a informação, antes desta passar para a unidade de saída.

— UNIDADE DE CONTROLE — —Esta unidade está colocada a seguir ao «Buffer» de saída, e é constituída por um sistema tipo agulheiro, que permite a passagem da informação para a unidade seguinte, minuto a minuto.

— CONVERSOR DIGITAL - ANALÓGICO - TEMPORAL — Sistema, que vai converter a informação lógica de saída em:

1.° — diversos níveis de tensão.
2.° — diversos intervalos de tempo (os níveis determinados anteriormente).

Anexo a esta unidade, encontra-se um sistema adicionador temporal (monostável e porta OU). Todo este conjunto, vai actuar sobre a embraiagem de comando do motor de antena.

2 — ESTRUTURA DO PROGRAMADOR

2.1 — *Opções tomadas, sua explicação*

a) — Para UNIDADE DE ENTRADA, escolheu-se um «Thumbwell Switche», pois este, dá-nos directamente a informação décimal, na forma binária-décimal.

Também se poderia ter escolhido para unidade de entrada um sistema contador, accionado por relés (tipo máquina de escrever), com perfeita adaptação ao sistema escolhido. Contudo, optamos pelo «thumbwell switche» pelo seu reduzido tamanho, boas características de funcionamento, custo relativamente baixo e alta precisão.

Contudo este sistema apresenta um inconveniente, no seu manuseamento, pois o modo como são inseridos os dígitos decimais não é nada cómodo.

Este defeito, não existe no sistema de relés. Contudo, o sistema de relés não apresenta uma acuidade tão grande, devido à inexistênsia de um memorizador temporário, pelo que, a solução ideal seria aplicar o sistema interno do «thumbwell switche» a um comando tipo «máquina de escrever», o que, posteriormente pode ser feito.

Esta unidade encontra-se representada na fig. 2.

b) — Para *conversor-binário-decimal/binário-octal* utilizamos um sistema, tal como se mostra na fig. 3 (a, b), o qual é bastante complexo.

Juntamente com este sistema, apresentamos um outro, o qual apresenta grandes simplificações em relação ao sistema anterior.

A entrada para este sistema é feita em série, uma vez que a saída do T. S. é feita dessa maneira. A saída desta unidade é que pode ser em paralelo ou série, consoante o tipo de conversor utilizado (3a ou 3b).

c) — O «BUFFER» DE ENTRADA, é constituído por um registador de 12 bits, cuja entrada é feita em série ou paralelo, consoante o tipo de conversor escolhido. Contudo, optamos pelo segundo sistema do conversor, por ser bastante simples, pelo que, podemos dizer que a entrada para os registadores é feita em série.

A saída dos registadores é feita em paralelo pois interessa-nos tal tipo de saída, para que a unidade comutadora ou distribuidora de canais possa abranger todas as células da memória escolhida.

d) — A *MATRIZ DISTRIBUIDORA* (ou comutadora) é constituída por diodos e possui 12 entradas e 4096 saídas. Optou-se por este tipo de matriz por ser relativamente barata comparada por exemplo, com um contador de 4000 palavras. Assim, para este caso, a comutação é feita directamente, no caso de se utilizar um contador de 4000 bits (adress--register) teriamos de fazer um programa prévio para a introdução dos dados, na memória. Na solução escolhida, os dados são introduzidos pela mesma ordem de recepção. Assim, dever-se-á fazer uma «tábua» onde figurem as «posições» de ligação da matriz de diodos (saídas) aos respectivos núcleos de memória, de modo a saber-se onde serão armazenados os «bits» duma informação,, para se conhecer qual deve ser a sequência de saída da informação.

Tal tábua será feita mais tarde, depois do teste de todos os constituintes.

e) — *MEMÓRIA* — Utilizou-se uma memória de núcleos de ferrite, com capacidade de armazenamento de 4000 bits, com as seguintes características:

Corrente de magnetização dos núcleos 500--600 mA;
Tensão de entrada — 30-60 mV;
Núcleos dispostos numa matriz de 80 x 50.

f) — *MATRIZ SELECTORA DE CANAIS* — Utilizamos a mesma matriz de entrada, com um funcionamento inverso, de modo a que a informação saia em série. Existe à saída um «DELAY» que só deixa passar um bit de cada vez (nas 12 saídas), de modo que a informação saia em série, e não em paralelo.

Também poderiamos tirar a informação em paralelo, originando assim uma modificação no registador de saída.

g) — «BUFFER DE SAÍDA» — É contituido por registadores (F. F.), os quais possuem uma única entrada e 24 saídas, (2 registadores de 12 bits em série) no caso de se optar pelo primeiro tipo de matriz selectora; ou possui 12 entradas em 24 saídas (2 registadores de 12 bits associados em paralelo) no caso de se optar pela segunda solução da matriz selectora.

h) — A UNIDADE DE CONTROLE escolhida é do tipo «agulheira» e de bastante fácil manuseamento.

i) — RELÓGIO CONTROLADOR — o funcionamento da porta de controle, quer dos F. F. selectores, e dos registadores é feito por um relógio que produz um nível «alto» de minuto a minuto (tempo de espaçamento entre duas sequências imediatas) com uma largura Δ t. (20 μs por exemplo).

Assim, este impulso é aplicado directamente ao C. P. dos registadores, podendo-se desligar o da entrada ou da saída consoante o fluxo, está a entrar na memória ou a sair desta. O impulso de saída é accionado pelo comando dos canais. Assim, quando pretendemos retirar o fluxo de informação que se encontra armazenado na memória, carregamos no interruptor dum dos canais, introduzindo o impulso de relógio que vai actuar nos F. F. de minuto a minuto, durante um tempo Δt; por sua vez, existe um monostável com um tempo 12 Δt, que vai fazer o RESET do interruptor provocando o accionamento do S_2 e assim sucessivamente.

O contador que vai permitir a abertura das portas do relógio tem um tempo de comutação de $2\Delta t$. Este contador, pode ser substituido por um monoestável com um tempo de actuação de $2\Delta t$, de minuto a minuto.

Só nos interessa que o relógio provoque o accionamento do sistema programador durante 25 minutos de accionamento, o que corresponde à leitura de 600 bits (altura de azimute) correspondentes a 2 canais, e mais de 12 bits do canal seguinte.

No fim deste tempo ($25\Delta t$) o relógio pára, impedindo a perca de qualquer informação que se encontre armazenada nos núcleos seguintes.

j) — FONTE DE ALIMENTAÇÃO — A polarização da matriz de diodos e do conversor A/T, é feito por uma pilha de +15V. A partir desta fonte por meio de resistência divisoras de tensão, pode fazer-se com que a tensão de cada núcleo seja de facto mantida a 30 mV. Este aspecto da fonte vai ser tomada em conta durante os ensaios experimentais, pois agora, estamos só interessados em determinar a «estrutura e arquitectura» do programador pròpriamente dito, tal como se vê na figura nr. 1.

Esta fonte de alimentação é a mesma para o T. S.

2.2 — *Modo de proceder para armanezar ou retirar o fluxo de informação.*

Suponhamos que foi introduzido o número 56 na unidade de entrada, sendo o algarismo 5 introduzido na parte correspondente às dezenas e algarismo 6 às unidades.

À entrada de cada um dos contadores aprece-nos a seguinte expressão:

0101 (nas dezenas); 0110 (nas unidades).

A informação sob esta forma, passa para o conversor decimal-binário, octal-binário, aparecendo-nos à saída do conversor a seguinte sucessão.

$$\underbrace{0000}_{MSB} \qquad 0111 \qquad \underbrace{0000}_{LSB}$$

Nota: MSB — Bit mais significativo;
LSB — Bit menos significativo.

Esta sucessão é armanezada no registador do LSB a MSB.

Consideremos agora que a saída S_1 da matriz de diodos está ligada à unidade de memória correspondente a X_1; Y_1; S_2 a X_2, Y_1; S_3 a X_3, Y_1; S_4 a X_4, Y_1; S_5 a X_5, Y_1; S_6 a X_6, Y_1; S_7 a X_7, Y_1;.....S_{12} a X_{12}, Y_1.

Nestas condições, quando houver mais um impulso no CP. do registador ou quando aparecer um novo fluxo de informação, a informação anterior será armazenada nos núcleos correspondentes à 1.ª coluna da memória e às doze primeiras linhas, ficando armazenado na memória os seguintes bits:

	Y_1	
X_1	0	M.S.B.
X_2	0	
X_3	0	
X_4	0	
X_5	0	
X_6	1	
X_7	1	
X_8	1	
X_9	0	
X_{10}	0	
X_{11}	0	
X_{12}	0	L.S.B.

Para se retirar a informação da memória, carrega-se no «interruptor» do canal 1, que abre uma porta e permite a passagem do impulso de relógio que vai actuar sobre um F. F. D. (CP-=-D) com um tempo de actuação Δt. Assim, passado um tempo dado (próximo de minuto), o flip-flop actua sobre os 12 primeiros núcleos excitados pela saída S, e, como matriz de diodos agora está ppolarizada inversamente, a informação flui através desta, dando uma saída em série ou em paralelo, que vai para um registador de saída.

Após o instante Δt o impulso em D vai a zero, mantendo-se neste estado durante Δt, fazendo com que $S \rightarrow 1$, e, como s está ligado a Y_1 e não existe aí nada armazenado vai-nos dar uma saída nula e assim sucessivamente.

Nestas condições, no registador de saída, e nos últimos 12, ou nos 12 primeiros FF-3 aparecer-nos-ia a informação desejada.

0000 0000 0000 0000 0111 0000

ou

0000 0111 0000 0000 0000 0000
MSB LSB

Como passado um minuto, um monostável (ou contador de 12 bits) actua sobre as portas existentes à saída do registador, esta informação passa para o conversador D/A de modo a que o bits M.S.B. vá corresponder a um nível baixo i. e., as entradas ficam invertidas.

0000 1110 0000 0000 0000 0000
Vai para o conversor 1 (Altura) — Vai para o conversor 2 (Azimute)

À saída do conversor 1 vamos ter uma tensão que nos é dada por: (Ver o correspondente ao circuito D/A-T)

$$Vo_A = V_{inT}$$

$$Vo_A = \left(\frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{4} D_2 + \frac{1}{8} D_3 + \frac{1}{2^4} D_4 + \right.$$

$$+ \frac{1}{2^5} D_5 + \frac{1}{2^6} D_6 + \frac{1}{2^7} D_7 + \frac{1}{2^8} D_8 +$$

$$\left. + \frac{1}{2^9} D_9 + \frac{1}{2^{10}} D_{10} + \frac{1}{2^{11}} D_{11} + \frac{1}{2^{12}} D_{12}\right) V_R$$

$$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D_8 = D_9 = D_{10} = D_{11} = D_{12} = 0$$

$$D_5 = D_6 = D_7 = 1$$

$$Vo_A = \left(\frac{1}{2^5} + \frac{1}{2^6} + \frac{1}{2^7}\right) V_R$$

$$V_R = 10 \text{ V ou } 5\text{V}$$

$$= \frac{0{,}875}{2^5} V_R$$

$$Vo_{A_1} = 27{,}343 \times 10^{-2} \text{ V}$$

$$Vo_{A_2} = 13{,}6715 \times 10^{-2} \text{ V}$$

$$T_1 \approx 0{,}73 \text{ s} \qquad T_1 = \frac{4 R_1 C_1}{V_{in}}$$

$$T'_1 \approx 1{,}46 \text{ s}$$

Se a tensão à saída do registador fôr de 10 V, a informação a actuar durante 0,73 s + o tempo de acréscimo mínimo dado por um monostável sobre a embraiagem do motor ocasionando o deslocamento do mesmo. Se $V_R = 5$ V, o tempo de actuação sobe para 1,46 s + T_{MONOS}.

Assim, no fim deste ciclo, houve a tansformação da «informação digito», em «informação tempo» que actuou sobre o motor provocando o deslocamento em altura deste.

Como não foi introduzido qualquer azimute $V_a = 0$ não existe tesão à entrada do conversor dois, pelo que não houve deslocamento ocasionado por esta variável de entrada.

Todos os outros ciclos do fluxo de informação, processar-se-iam de um modo análogo ao indicado.

2.3 — *DESCRIÇÃO DE CADA UMA DAS UNIDADES QUE CONSTITUEM O PROGRAMADOR*

2.3.1 — *UNIDADE DE ENTRADA*

Como já se disse anteriormente, esta unidade é constituída por um «thumbwell Switch» 1248 N com uma entrada para as unidades de centenas; unidades de dezena e unidade de unidade (ver fig. 1).

A tábua de verdade é a seguinte:

INDEX	*1*	*2*	*4*	*8*
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

Para que haja um prévio controle dos dados que estão a ser inseridos no programador existe uma unidade «fixadora temporária»dos bits à entrada, contituída por 3 contadores (um para cada unidade) SN 7490; 3 «drivers» SN 7441A (um para cada unidade) e 3 «nixies» (uma para cada unidade).

A informação, sai em série do T.S. e, sobre a forma binário-décimal; entra sob esta forma para o conversor binário-décimal/binário-octal.

Por que se proferiu esta unidade já foi explicado anteriormente, e, como se trata de uma unidade já «contituída» nada mais acrescentaremos a seu respeito.

2.3.2 — *CONVERSOR BINÁRIO-DÉCIMAL / BINÁRIO-OCTAL*

A existência deste conversor, deve-se ao facto da memória que vamos utilizar armanezar os bits sob a forma octal.

Como já se disse, anteriormente, este conversor pode ser construido de dois modos diferentes. A primeira solução é a apresentada na fig. 2-a, em que se indica o esquema de blocos como também o número de unidades necessárias para a sua constituição.

A outra solução baseia-se na anterior com a vantagem de nos trazer simplificação de blocos (fig. 2-b). Baseando-se no esquema de blocos anterior, vamos descrever o funcionamento do conversor.

A entrada do conversor é feita por contadores de décadas (3 correspondendo às 3 entradas — U. — D. — — C.) os quais possuem um circuito inibidor para eliminar qualquer ocorrência de algarismos incorrecta. Estes também servem de «armazenadores» prévios.

O circuito conversor em si, é constituido por circuitos somadores e multiplicadores por 10 e 100; sendo estes últmos constituidos por «Shift-left Register's».

Na folha em que se indica o esquema de blocos inicial, encontra-se uma tábua de verdade para as unidades multiplicadoras.

As três saídas do T. S. (V.D.C.) são bifurcadas à entrada do conversor, entrando cada saída para um contador de décadas e para um «SHIFT-LEFT Register de 2 bits»; excepto a combinação de bits correspondentes às unidades, que só entram para um contador de décadas.

Quer a entrada do contador quer a do registador é feita em série D. e C.).

Assim, a combinação de bits correspondentes às centenas entra para o contador o qual os memoriza e os reproduz à saída passado um instante Δt. (4 saídas em paralelo); por outro lado, o registador ao receber a informação, (4 bits) por meio de dois impulsos à entrada (CP) provoca o deslocamento para a esquerda da informação, ocasionando o aparecimento de mais dois zeros à direita do número (registador de 6 bits).

Pelo mesmo comando (CP) a informação deixa o registador por uma única saída, (série) a qual se vai ligar à entrada de um F.A.

Como a saída do contador é um paralelo, necessitamos de um conversor paralelo-série de modo a que a entrada da informação no F.A. seja feita em série.

Este conversor (ver fig. 3) é constituido por um registador de deslocamento cuja função de controle é realizada por um contador em anel.

	BINÁRIO	*MULTIPULICADOR/10*							*MULTIPULICADOR/100*									
		64	*32*	*16*	*8*	*4*	*2*	*1*	*512*	*256*	*128*	*64*	*32*	*16*	*8*	*4*	*2*	*1*
1	0 0 0 1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
2	0 0 1 0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0
3	0 0 1 1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
4	0 1 0 0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
5	0 1 0 1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0
6	0 1 1 0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0
7	0 1 1 1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0
8	1 0 0 0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
9	1 0 0 1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0

O registador de deslocamento, que compreende uma entrada série Is (directamente ligada à entrada J ou D do primeiro F.F.) normalmente conservada no valor lógico O, é constituida por 6 elementos, sendo os primeiros 4 destinados ao armazenamento da informação paralelo, o quinto destinado a controle e o último a uma linha de atraso de 1 tempo.

O contador de anel, também constituído por 6 elementos (F.F.) é tipo «self-starting» and self correcting ring, «counter», — o qual dispõe de uma entrada de «direct clear» R_D comandada pelo conjuto de controle. O gerador de impulsos é constituído por um oscilador de cristal de quartzo seguido de um «Schmitt Trigger» (dispara só no nível alto) e fornece uma sequência continua de impulsos retangulares a intervalos de tempos iguais, cada um dos quais constitui uma unidade de de tempo, ou seja I tempo caracteristico do sistema.

O conjunto de controle, compreende um F.F. R.S. básico, dois circuitos lógicos «AND» designados pelos n.os 1 e 2, um inversor I de entrada S_D e de saída directamente ligada à entrada S' do quinto F.F. do registador de deslocamento.

Os circuitos «AND», designados por D, C, B, A, têm as suas saídas directamente ligadas às entradas S_D dos primeiros 4 F.F. do registador.

Para a análise do funcionamento do conversor paralelo-série acima descrito partiremos dum estado inicial caracterizado pelas condições Q = O, $S_I = I_D = I_C = I_B = I_A = O$ e pela «limpeza» total do registador (So = = D = C = B = A = O). Por ser R_D = Q, a condição Q = O acarreta R_D = O o que «limpa» totalmente o contador em anel, que apresentará portanto o valor lógico O em todos os seus 6 F.F., como se indica na fig. A mesma condição Q = O bloqueia a transferência para C.P., através do circuito lógico «AND» número 2, dos impulsos gerados por D_S. A condição S_I = O implica S_I = I na saída do inversor I; no entanto esta condição S_I = I não é trasferida, através do circuito lógico«AND» número I para a entrada S do F.F. RS, devido ao bloqueio exercido pela condição So = O, o que implica S = O neste F. F. Finalmente, como em R. S. se tem R no mesmo estado lógico que no último F.F. do contador em anel, tem-se ainda R = O no estado inicial do conversor.

Averiguemos como se comporta o conversor paralelo-série quando na sua entrada paralelo se aplica uma informação contituida pela série de bits 0101 equivalente ao algarismo 5.

Admitamos que a entrada desta informação paralelo se realiza premindo um botão não representado na fig. 3, i. e que existe informação paralelo à saída do nosso contador por se ter aplicado um 5, na «unidade de entrada» correspondente às centenas.

Tal informação, aos terminais do contador faz com que S_I = I e I_D ; I_C ; I_B ; I_A = 0101, condições que se matêm nas entradas, apenas enquanto o contador não comutar de estado e regressam a zero logo que esta se dê. Então, a presença da informação aos terminais do contador faz So = 1 e DCBA = 0101 como se indica na figura. Enquanto existir o fluxo da informação, tem-se S_I = 1 → S_I = O e portanto a condição So = 1 não é, por enquanto, transferido através da porta «AND» n.° 1, para entrada S de RS, mantendo-se S = O e Q = O.

Ao dar-se a comutação no contador, os valores lógicos de S_I, I_D, I_C, I_B, I_A regressam a zero mas mantendo-se So = 1 e DCBA = 0101 no registador.

Agora as condições So = 1 de entrada da porta «AND» n.° 1 fazem com que S = 1 em F.F. R.S.

Esta condição acarreta a mudança de estado de de RS de Q = O → Q = 1, o que acarreta o desbloqueamento da porta «AND» n.° 2. Nestas condições, começam a ser aplicados impulsos CP ao registador e ao contador em anel.

A aplicação destes impulsos em CP faz deslocar para a esquerda, instante a instante, no registador, a informação que vai ser transmitida, pela saída, na forma de informação série Io, precedida ou não do bits 1 de controle representado à tracejado, que o nosso caso é inibido à saída.

As eventuais mudanças do valor lógico So resultantes deste deslocamento da informação acarretam mudanças identicas em S, que não fazem mudar de estado RS enquanto R = O. Por outro lado devido ao facto de ser IS = O os impulsos aplicados ao registador vão, passo a passo (tempo a tempo, substituindo por «Zeros» os valores lógicos inicialmente registados. Nestas condições, depois de terminado o 6.° impulso, toda a informação foi transmitida pela saída do registador na forma série e este apresenta-se limpo. A aplicação do primeiro impulso no contador em anel faz aparecer o valor lógico 1 no 1.° F.F., valor esse que se vai deslocando instante a instante da direita para a esquerda.

Nestas condições, ao terminar o 6.° impulso,o ultimo F.F. do contador apresenta o valor lógico 1. Este facto faz com que em R.S. onde nesta altura já se tem S = O, seja R = 1. Nestas condições dá-se, em RS, o retorno de Q ao seu valor inicial (Q = 1 → Q = O).

Este retorno faz bloquear o circuito «AND» n.° 2, o que acarreta a cessação do fornecimento de impulsos a CP e origina R_D = Q = O, condição que limpa o contador em anel. Esta análise mostra que, depois da da transmissão da informação da forma série, o conversor fica automáticamente preparado para nova conversão paralelo-série.

Assim a informação é transmitida por meio de duas entradas (A_1; B_1) ao circuito somador. Uma delas está directamente ligada ao registador de deslocamento de dois bits e a outra ao conversor paralelo-série. Como queremos que a cadência de entradas no circuito somador seja a mesma das duas linhas, poderemos utilizar o mesmo oscilador (e ring counter) quer para o conversor quer para o registador de deslocameneo de dois bits. O F. A. possui 3 entradas e duas saídas estando duas das entradas já ocupadas e a outra vai ligar à entrada de um circuito delay (C_1), com o outro terminal ligado à saída S_2 do F. A. para onde vai o bit de transporte, sendo a outra saída S_1 a saída própriamente dita do F. A.

O circuito delay apresenta o atraso de 1 bit. Assim se em A, tivermos a sucessão 0101 e em B_1 110100

deslocamentos de dois bits.

Ao 1.° impulso em A_1 entra 1 e em B_1 0 saindo em $S_1 = 1$ e $S_2 = 0$. Como o circuito de delay está regulado para ter o atraso de um bit, o valor da saída S_2 vai-se somar à nossa sequência de entrada.

Para o 2.° impulso tem-se $A_1 = 0$; $B_1 = 0$; $C_1 = 0$; dando em $S_1 = 0$ e $S_2 = 0$.

Para o 3.° impulso tem-se $A_1 = 1$; $B_1 = 1$; $C_1 = 0$.

Agora, na saída S_1 temos: $S_1 = 0$ e $S_2 = 1$. Como o circuito de delay introduz um atraso de um bit, para a próxima sequência já se tem $C_1 = 1$. Assim, para o 4.° impulso tem-se $A_1 = 0$; $B_1 = 0$; $C_1 = 1 \rightarrow S_1 = 1$; $S_2 = 0$. Para o 5.° e 6.° impulsos a saída $S_1 = B_1$ e $S_2 = 0$ constante por já não existir informação em A_1.

Nestas condições, à saída deste somador teriamos a sequência 011001.

Esta saída liga a um registador de deslocamento de um bit-série. À saída deste registador teremos a sequência 0110010, a qual vai entrar para outra unidade de F. A. com delay idêntica à anterior e para um registador de deslocamento para a esquerda de 2-bits, aparecendo à saída deste último a sequência 011001000. A saída deste registador constitui a nova entrada para o F. A. anterior. Por um sistema idêntico ao anterior, teriamos a saída deste somador a sequência 011111010 que iria entrar num registador de deslocamento de um bit, aparecendo à saída deste a sucessão 0111110100 a que vai ligar ao somador 5, como se vê na figura n.° 2b.

Se suposermos que o algarismo das dezenas é 9, teremos também à entrada, um contador e um circuito conversor paralelo-série acopolado a este e um registador de 2-bits cujas saídas vão ligar a um circuito somador com DELAY, que nos vai dar uma saída S, que apresentará a seguinte sequência 101101. Esta saída vai por sua vez ligar a um registador também série de deslocamento de um bit, cuja saída se liga a um circuito somador 4 como se vê na Fig. 2b. A este circuito somador vai ligar-se a saída do conversor paralelo-sério do contador das unidades.

Suponhemos que o algarismo das unidades é 8. Nestas condições à entrada do circuito somador teriamos as sequências 1011010 e 1000 que iriam originar uma saída 1100010.

A saída deste somador liga à entrada do somador 5 onde vai ter também a sequência, já determinada das centenas, 0111110100.

A esta saída podemos ligar um nível fictício sempre ao nível zero, pelo que, podemos dizer que o algarismo apresenta-se à saída com a forma

001 001 010 110

massas

Na forma octal temos o número $(1126)_8 — (598)_{10}$. Se compararmos este circuito com o anterior, Fig. 2a, verificamos que houve uma grande melhoria pelo que, resolvemos chamar a este sistema de semi-hardware/ /semi-software.

2.3.3 — *Registador de entrada*

Esta unidade, tem como função, armazenar os dados provenientes do conversor binário-décimal/binário-octal. A informação proveniente do conversor é sempre constituída por 12 bits (ou 9 bits com + 3 níveis zeros de modo a uniformizar a sequência) série que entram no nosso registador de deslocamento com saídas em paralelo.

Este registador (Fig. 6) possui um relógio que comanda as sequências de saída e entrada de dados de modo a que as sequências sejam sincronas.

O registador, é constituido por 13 F. F. que constituem o circuito integrado.

O motivo que nos levou a optar por um sistema que nos desse as saídas em paralelo já foi considerado, e, o processo pelo qual se faz o armazenamento é análogo ao indicado para o conversor paralelo-série, agora descrito em sentido contrário.

Assim, se todos os F. F. possuirem um dada informação, a nova sequência faz com que esta transite para a matriz distribuidora, ocasionando um «vazio» no registador que vai ser preenchido com a nova informação. Este processo repete-se cíclicamente. Todo este controle é feito pelo CP de registador. Para o nosso caso teriamos:

TÁBUA DE ESTADOS

CP	Data	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	L	M	N*
–	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1*	1*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	b1	b1	1*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	b2	b2	b1	1*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	b3	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	b4	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0	0	0	0	0
6	b5	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0	0	0	0
7	b6	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0	0	0
8	b7	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0	0
9	b8	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0	0
10	b9	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0	0
11	b10	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0	0
12	b11	b11	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*	0
13	b12	b12	b11	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	1*

Em que 1* é o impulso de comando que vai «abrir» as saídas (ver Fig. 6) e N + é o F.F. de controle. Para os registadores de deslocamento de 1 ou 2 bits estudados anteriormente, o bit de controle era zero com saída própria e um inversor na sequência de saídas i. e. de modo a ter-se a sequência inicial, mas deslocada para a esquerda com uma única saída.

2.3.4 — *Registador de saída*

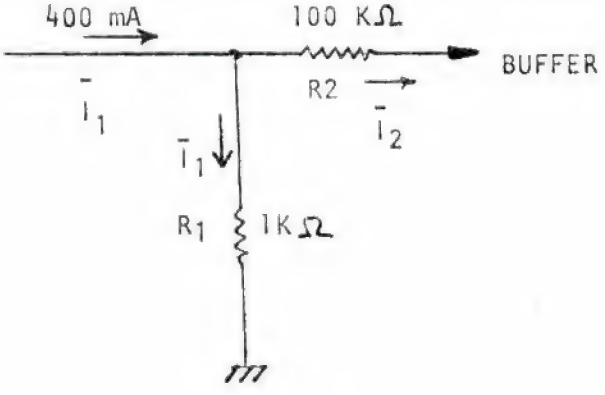
Como a nossa matriz selectora (ver parágrafo seguinte) pode possuir uma ou 12 saídas, o registador pode ter uma ou mais entradas. Mas como nos interessa uniformizar este circuito com o anterior, temos um conversor paralelo-série identico ao descrito anteriormente,

de modo a termos uma única entrada série. Nestas condições, o registador de saída será idêntico ao anterior (agora o circuito integrado é constituído por 25 F. F. como se indica na Fig. n.º 7).

A entrada do digito de controle (1) é feita no começo de cada sequência em que o CP faz o Set automático para zero do 1.º F. F. e, o aparecimento do primeiro «dado» ao 2.º impulso leva o Set à posição normal.

No fim de cada sequência, este bit de controle não só nos vai abrir as saídas dos F. F. como também fazer o Set para zero do 1.º F. F. preparando-se o registador, que está «limpo» para receber um novo fluxo de informação.

Como a corrente de saída dos núcleos de memória é bastante grande (300-500 mA) comparada com a corrente admissível por estes circuitos integrados (da ordem do mA), à entrada do conversor paralelo-série encontram-se resistências limitadoras de corrente de modo a baixar o valor de corrente de entrada. Por exemplo, se a corrente de entrada passa da ordem dos 3-4 mA em cada entrada, teríamos um sistema constituído por resistências na proporção de 1-100 associados em paralelo:



$$I_2 = I_T \frac{R1}{R1 + R2}$$

$$I_2 = 4 \times 10^{-1} \frac{1}{101} \quad 4 \text{ mA} \quad \text{i.e.d.}$$

O sistema de comando para a abertura de saídas desta unidade já vimos como era feito.

Vamos agora indicar como se processa o sistema de comando.

No início de cada sequência, existe um START automático que faz o SET para zero do 1.º F. F. Assim, à chegada do 1.º bit de informação, o F. F. já está ocupado, pelo que, a informação aí armazenada é transferida para o 2.º F. F. O próximo bit provoca um deslocamento e assim sucessivamente.

Quando a informação estiver completa, (12 ou 24 bits, consoante se trate do registador de entrada ou saída) o bit «1» de controle transita para o 13.º F. F.

As saídas de todos os F. F. vão dar a portas AND as quais só abrem quando aparece um impulso «1» no 13.º F. F. Nestas condições, como o bit de controle é «1», e é armazenado nessa unidade, é esse mesmo bit que provoca a abertura das portas e a saída da informação.

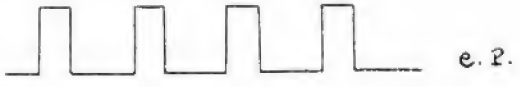
Mas, como não nos interessa manter as «portas» sempre abertas, mas sim fechadas, quando aparece um novo fluxo de informação, um «1» é armazenado no 1.º F. F. para começo de uma nova sequência e todos os outros F. F. se encontram «limpos».

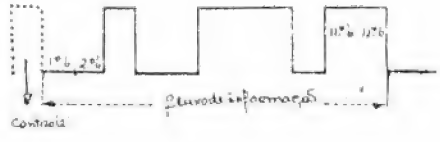
Nestas condições, a saída deste 13.º F. F. vai actuar sobre um circuito monostável, cuja saída é «1» (devido a um inversor) o qual vai fazer o RESET para zero de todos os F. F., excepto do 1.º. Neste, o SET é feito para zero num instante Δt (ou mais) em relação ao fluxo de informação de saída de modo a que quando os F. F. forem a zero já este fluxo tenha passado para a unidade seguinte.

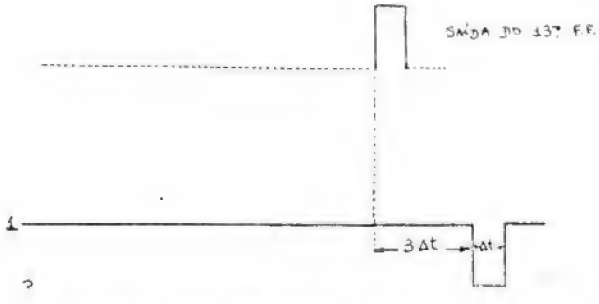
Esta condição também poderia ter sido assegurada por um circuito DELAY regulável.

Se não quisesse utilizar este tipo de controle em vez de utilizar 13 F. F., poder-se-ia só utilizar 12 F. F., em que o comando das portas seria efectuado por um contador-por-doze (ao fim de doze impulsos dava uma saída alta) que abriria quando a informação estivesse já armazenada nos 12 F. F.

Se por acaso não quiséssemos utilizar nenhum destes sistemas, poderíamos então utilizar um conversor paralelo-série (fig. 8).







Saída do monostável que liga o RESET do 2.º até ao 13.º F. F. e ao SET do 1.º F. F.

Este circuito é constituído por um *registador de deslocamento série-paralelo* em que a entrada-série é designada por I_2 e a saída-paralelo possui 12 F. F. designados por:

L, K, J, I, H, G, F, E, D, C, B, A, por *um gerador de impulsos* O_S, com a mesma frequência do conversor paralelo-série já descrito, e por um *conjunto de elementos* para o *controle automático do conversor*. O registador de deslocamento é constituido por 13 elementos sendo os 12 primeiros destinados ao armazenamento da informação e o 13.° a funções de controle. O gerador de impulsos é constituido de um «SCHMITT TRIGGER». o conjunto de controle compreende um F. F. R. S. básico designado por F. F., um trinco bi-estável,designado por FF_2, dois circuitos AND, E_1 e E_2 e um inversor IN.

Para a análise do conservador série-paralelo acima descrito partiremos de um estado inicial caracterizados pelas condições $Q_1 = O$ $S_0 = A = \overline{\quad L \quad} = O$ e pela ausência da informação em I_S (entrada-série) o que implica $S = O$ em $F F_1$; a condição $So = O \Rightarrow R = O$ no mesmo FF_1. A condição $Q_1 = O$ bloqueia a transferência para CP através do circuito lógico «AND» E_L dos impulsos gerados por um O_S.

Como $L = Q_1$, a mesma condição faz com que o valor lógico O seja constantemente transferido para a saída Q_2 de FF_2 pela a acção contante em T dos impulsos gerados em O_S. Então $Q_2 = O$ e como $R_0 = Q_2$ é $R_0 = O$, mantendo-se, neste estado inicial, o regitador completamente «limpo».

Consideramos o seguinte fluxo de informação:

010 100 000 000

a qual é precedida do bit 1 de controle. Logo que este bit chegue à entrada do conversor, como $R = 1$, a entrada de S de FF_1 assume o valor lógico 1. Então a condição $S =$ faz mudar de estado este F. F. o que se traduz na mudança de $Q_1 = O$ para $Q_1 = 1$.

Com $L = Q_1 = 1$, passa agora a ser constantemente transferido para $Q_2 = 1$ condição que prepara o registador para entrada de informação. Ao mesmo tempo, a mesma condição $Q_1 = 1$ desbloqueia o circuito lógico F_1. Nestas condições, começam ocorrer impulsos em CP que fazem entrar, passo a passo a informação série precedida do bit 1 de controle. Ao terminar 13.° impulso, a informação apresenta-se na forma paralela nas saídas L a A, e o bit 1 de controle em S_0. Admite-se ainda que estas saídas estão ligadas às entradas de um registador de transferência de memória RTM constituido por F. F. «master/slave» e que a saída S_0 está ligada à entrada CP do mesmo RTM. Estão, a condição $S_0 = 1$ faz transferir para as secções «master» dos F. F. do RTM. os valores de L — a — A, ficando retida a informação, neste RTM, que será, no 1.° caso, (registador de entrada) a matriz distribuidora e os núcleos de memória e, no segundo caso o conversador D/A.

Ao mesmo tempo que faz esta transferência, como $R = S_0$, a condição $S_0 = 1$ faz com que $R = 1$ em FF_1, condição que acarreta $S = O$ e $Q_1 = O$. Esta condição $Q_1 = O$, bloqueia o fornecimento do 15.° impulso e dos subsequentes a CP, e, como $L = Q_1$, a ocorrência do 15.° impulso em I faz transferir o valor lógico «0» para Q_2.

Com $Q_2 = O$, e $R_0 = Q_2$, vem $R_0 = O$, que «limpa» o registador. Esta «limpeza» inclui a mudança de $So = 1$ para $So = O$ o que faz transferir completamente a informação para as próximas unidades.

Entretanto como ocorre na análise precedente, o conversor fica de novo preparado para receber um novo fluxo de informação. Qualquer dos métodos descritos anteriormente realiza plenamente o circuito lógico desejado, pelo que a escolha deverá recair no mais preciso. Contudo, esta característica não é reconhecida facilmente pois, os sistemas apresentados são bastante semelhantes.

2.3.5 — *INTERRUPTORES COM MÚLTIPLAS SAÍDAS*

Uma parte muito importante do nosso computador, a matriz de comutação, vai ser estudada neste momento.

X	Y	Ci	S	Co
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Desta tábua tiramos:

$$S = \overline{X}\,\overline{Y}\,Ci + \overline{X}\,Y\,\overline{Ci} + X\,\overline{Y}\,\overline{Ci} + X\,Y\,Ci$$

$$Co = \overline{X}\,Y\,Ci + X\,\overline{Y}\,Ci + X\,Y\,\overline{Ci} + X\,Y\,Ci$$

em que X, Y, Ci são respectivamente os bits adendos e o bit de transporte. Podemos escrever S e Co em função dos termos P.

$$\begin{cases} S = P_1 + P_2 + P_4 + P_7 \\ Co = P_3 + P_5 + P_6 + P_7 \end{cases} \longrightarrow$$

$$\longrightarrow \begin{cases} S = (0xP_0) + (1xP_1) + (1xP_2) + (0xP_3) + \\ \quad + (1xP_4) + (0xP_5) + (0xP_6) + \\ \quad + (1xP_7) \\ Co = (0xP_0) + (0xP_1) + (0xP_2) + (0xP_3) + \\ \quad + (0xP_4) + (1xP_5) + (1xP_6) + \\ \quad + (1xP_7) \end{cases}$$

Estas duas últimas equações podem escrever-se na forma de uma matriz Booleana:

$$\begin{bmatrix} S \\ Co \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0\,1\,1\,0\,1\,0\,0\,1 \\ 0\,0\,0\,1\,0\,1\,1\,1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \\ P_5 \\ P_6 \\ P_7 \end{bmatrix}$$

ou na notação:

$$[O] = [B] \cdot [P]$$

em que O, B, P são matrizes. Contudo podemos dar outro aspecto às funções S e Co

$$\begin{cases} S = S_0 . S_1 . S_2 . S_4 \\ Co = S_0 . S_1 . S_2 . S_4 \end{cases} \longrightarrow$$

$$\longrightarrow \begin{cases} S = (0 + S_0)\ (1 + S_1)\ (1 + S_2) \\ (0 + S_4)\ (0 + S_5)\ (0 + S_6)\ (1 + S_7) \\ Co = (0 + S_0)\ (0 + S_1)\ (0 + S_2) \\ (1 + S_3)\ (0 + S_4)\ (1 + S_5)\ (1 + S_6)\ (1 + S_7) \end{cases}$$

ou na forma de matriz:

$$\begin{bmatrix} S \\ Co \end{bmatrix} = \begin{matrix} 0\,1\,1\,0\,1\,0\,0\,1 \\ 0\,0\,0\,1\,0\,1\,1\,1 \end{matrix} \qquad \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ S_7 \end{bmatrix}$$

ou na notação:

$$[O] = [B]\ [S]$$

Como se vê em qualquer destes dois exemplos temos uma matriz de entrada, uma matriz de transferência e uma matriz de saída, sendo as saídas em número múltiplo das entradas. Servimo-nos desta propriedade para conseguir várias saídas à custa de poucas entradas, utilizando uma matriz de interruptores. Dos vários tipos de matrizes de interruptores conhecidos vamos usar as matrizes de diodos. O número de entradas necessárias para o nosso circuito são doze, o que dá 4096 saídas (para n entradas há 2^n saídas). Sejam as entradas $a_1, a_2 \ldots, a_{12}$ e os respectivos conjugados. Para este conjunto de entradas teremos as saídas $f_1, f_2, \ldots, f_{4096}$, que podem ser escritas por função Booleanas.

$$f_1 = \bar{a}_1, \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_3 \cdot \ldots \bar{a}_{12}$$

$$f_2 = \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_3 \cdot \ldots a_{12}$$

$$f_3 = \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_3 \ldots a_{11} \cdot \bar{a}_{12}$$

$$\vdots$$

$$f_{4096} = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \cdot \ldots a_{11}\ \bar{a}_{12}$$

$$f_{4.096} = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \ldots a_{11} \cdot a_{12}$$

ou sob a forma de matriz:

$$\begin{bmatrix} f1 \\ f2 \\ f3 \\ f4 \\ f5 \\ \vdots \\ f_{4095} \\ f_{4096} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ldots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P1 \\ P2 \\ P3 \\ P4 \\ P5 \\ \vdots \\ P4095 \\ P4096 \end{bmatrix}$$

Nesta matriz Booleana aparece «1» em cada linha e todos os «1» pertencem à diagonal da matriz. Como se vê só existe uma saída capaz por cada linha, donde se conclui que a matriz de diodos funciona como uma porta AND. O número de diodos necessários para realizar esta matriz é de 49.152 (para n entradas $nx2^n$ diodos). Contudo podemos simplificar este número utilizando matrizes de árvores duplas. Nestas condições as equações de saída tomam o seguinte aspecto:

Um fio a atravessar o núcleo de ferrite com uma corrente Im teriamos 2 fios a atravessarem esse núcleo cada um deles percorridos por uma corrente Im/2 (ver figura n.º 9b).

Quer esta solução, quer a anterior, vão dar saídas em excesso, pelo que teremos de ter um relógio sincronizado com os elementos fornecidos à memória, de modo, a que haja interrupção logo que se atinja o número de bits que é possível armazenar na memória (paragem do relógio).

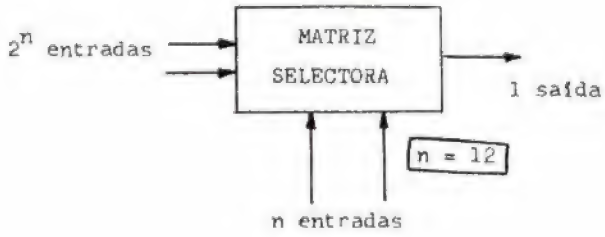
Para a primeira solução, utilizam-se os 4.000 núcleos da memória, o que corresponde a 333 séries de entradas de 12 bits que ao fim destas 333 sucessões não há mais fornecimento de dados ao registador ou desliga-se este automaticamente.

Para a segunda solução vai-se utilizar uma matriz 64x64, mas como a matriz da memória a utilizar é 50x48 e outra 16x16, ficando 1440 núcleos livres. Esta solução só permite 213 séries de entradas de 12 bits.

A 1.ª solução admite 32 séries de 25 minutos e a segundo 16 séries de 25 minutos, pois por minuto transmite-se uma série de 12 bits.

2.3.6. — *Matriz selectora*

Esta matriz possui dois grupos de terminais de entrada e um de saída.



Um dos grupos consiste em 2^n terminais de entrada que estão directamente ligados às «cabeças» leitoras de memória. Os outros n terminais de entrada servem para selecionar o canal desejado. O terminal de saída de 24 bits. Esta matriz selectora tem como fim transportar para o registador de saídas dos dados armazenados na memória pela mesma ordem em que estes aí se encontravam, isto é, lê os dados que se encontram armazenados na memória que previamente foram seleccionados pelos canais selectores. Comparando o tipo de matriz que temos à saída da memória (para ler os dados) com a que tinhamos à entrada (escrever os dados) notamos que a segunda é a inversa da primeira, com a única diferença dos dados agora sairem em série, pormenor que se quizer pode ser eliminado. Nestas condições pode-se fazer a utilização dupla da matriz anterior, utilizando um interruptor que, primeiramente, coloque a matriz ligada na posição de escrita «1» e que depois comute para uma posição «0» de leitura, invertendo a polaridade da fonte de polarização da matriz.

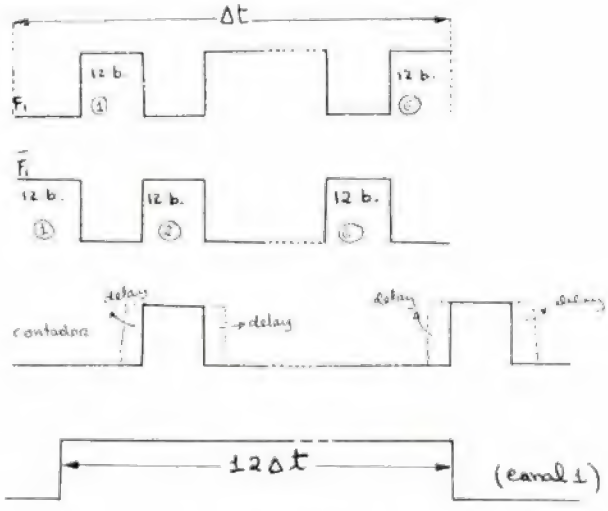
Assim se considerarmos a primeira solução, se a escrita se fizer pelos fios Y que atravessam a memória (ver figura 9a) a leitura far-se-à pelos fios X ou vice-versa. Para a segunda solução far-se-á a leitura por Z e N. Contudo a melhor solução será a que utilize as mesmas linhas quer para a entrada e saída, utilizando um interruptor único, que inverte a polaridade da fonte de polarização da matriz e a torna capaz de conduzir em sentido contrário, quando o núcleos da memória são excitados. O papel dos selectores de canais é precisamente determinar quais as colunas da matriz da memória escolhida para desexcitação dos respectivos núcleos. Asim,cada um dos 12 canais abrange 4 colunas (ver figura 10) as quais são seleccionadas por meio de uma porta de comando, que selecciona o canal a utilizar, operação esta que que se pode fazer manual ou automáticamente,por meio dum impulso de relógio com um Δt perfeitamente sincronizado.

Uma vez seleccionado o canal, existe um F. F. D ligado a duas das colunas com um Δt tal que permita a leitura dos 12 bits da primeira coluna no primeiro ciclo, e a leitura dos 12 bits da segunda, no ciclo seguinte, operação esta que se processa até à leitura de todos os bits das duas colunas mencionadas. Uma vez lidos todos os bits, existe no fim de cada sequência, um núcleo no qual existe um «1» armazenado e que ao ser excitado permite a abertura de uma outra porta que dá passagem ao impulso T para o trigger seguinte e provoca o STOP do primeiro trigger fazendo o SET para o zero deste.

A segunda série de valores das terceiras e quartas colunas é lida por um processo idêntico, simplesmente agora o «1» armazenado no «núcleo de comando» vai provocar o STOP do primeiro canal fazendo o RESET automático, ou o SET para zero e, o SET para «1» do 2.° canal que por sua vez vai actuar sobre uma porta de comando que irá seleccionar as 5.ª, 6.ª, 7.ª e 8.ª colunas e assim sucessivamente.

Por outro lado, ligado com o T de cada F. F., teremos um contador de 12 bits, que vai actuar sobre uma porta de comando à saída dos registadores que permite a abertura da mesma e a passagem simultânea dos dados da altura e azimute para os conversores analógicos respectivos (figura nr. 10).

O núcleo de comando da 50.ª coluna (1.ª solução) ou 64.ª coluna (2.ª solução) vai actuar sobre o comando do relógio de modo a fazer STOP automático de todo o circuito e do comando da matriz de modo a colocá-la de novo na posição de «escrever» uma vez que a memória esta pronta a receber novos dados (ver figura nr. 10).



Nota: — Pode também usar o selector de canais para a primeira solução do comutador a utilizar desde que a corrente à saída da matriz seja Im/2. Nestas condições a outra corrente Im/2 iria passar no selector de canais cuja utilização é dupla.

2.3.7 — *Unidade de memória*

A unidade de memória por nós utilizada é constituida por quatro planos úteis que possuem 4.000 núcleos dispostos numa matriz 50x80. Esta memória possue duas linhas de percepção que atravessam os 2.000 núcleos de uma matriz de 50 x 40. Duas linhas inibidoras paralelas às linhas de percepção atravessam também os núcleos da memória e estão ligados em série em forma de W. Além destas linhas temos de considerar as linhas leitoras e de escrita que vão ler e armazenar respectivamente os dados.

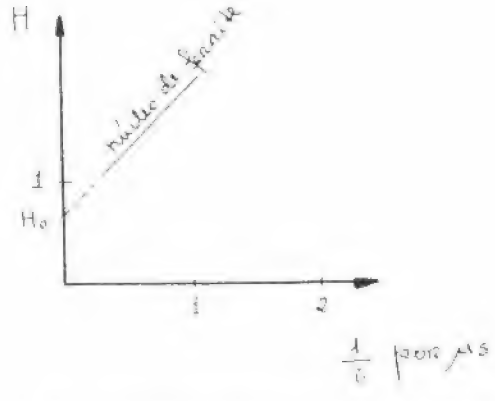
Vejamos como é constituido cada um dos núcleos da matriz.

2.3.7.1 — *Caracteristicas do núcleo magnético*

O núcleo magnético de ferrite possui uma curva de histeres e como se indica na figura 11 - a, que nos dá a grandeza do campo magnético, H, e do campo de indução , B, do material. Quando a intensidade do campo magnético é núla, existe uma densidade de fluxo remanescente Br chamado fluxo de indução residual. Portanto, na memória, existe dois estados binários: o fluxo remanescente positivo, + Br, que pode ser designado pelo estado binário «1» ou SET e o fluxo remanescente negativo — Br, que pode ser designado pelo estado binário «0» ou RESET.

Para variar o fluxo remanescente deve-se aplicar um campo magnético de intensidade Hc chamado «campo de força compulsiva». Um núcleo pode ser comutado de um estado para o outro por aplicação de um impulso de corrente atravéz de um dos fios que o atravessa. Durante o 1.° meio ciclo da curva de histerese (curva mais a cheio da figura n.° 11 - b) o núcleo passa de «0» para «1» por aplicação de uma corrente Im. No meio ciclo seguinte comuta de «1» para «0». Nestas condições, a transição do estado da memória, é comandado pelo impulso de corrente Im que nos conduz a um valor de Hc máximo, de modo que a curva de histerese se aproxime o mais possível da forma rectângular, o que diminui a constante de tempo de comutação que nos é dada por:

$$\tau = \frac{Sw}{H - Ho} \qquad \text{para } H \geqslant 2\,Hc$$



Ho — valor do campo magnético no instante $\frac{1}{\tau} = 0$, o qual é determinado por extrapolação quando $\tau \rightarrow \infty$

H — é valor do campo magnético no instante considerado

Sw — coeficiente de comutação que nos é dado pela inclinação da recta

Sw = Se + Sr em que

Se — representa a perca de corrente que reflui

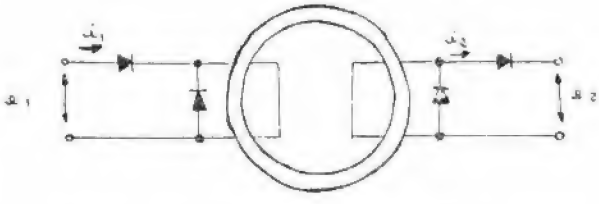
Sr — representa a relaxação do circuito

Numa primeira aproximação podemos dizer que a perca de histerese + a de corrente que reflui no circuto + a relaxação do circuito dá:

$$4\ Ho\ Im + Sw\ \frac{4\ Im}{\tau}$$

em que Im é dado por $\frac{Bm}{4}$

Como se pode deduzir da exposição interessa-nos saber qual a corrente de magnetização e tensão a que se deve submeter um núcleo quer durante o armazenamento, quer durante a leitura. Nestas condições, interessa-nos saber qual a relação entre a tensão de entrada (armazenamento) e de saída (leitura) do núcleo, as quais vão determinar as polaridades dos diodos da matriz comutação fazendo com que estas conduzam, ou não.



Supondo que a tensão de alimentação do circuito é de V e que a resistência dos diodos é R1 à entrada e R2 à saída temos que:

$$\begin{cases} V = i_1 R_1 + e_1 \\ e_2 = i_2 R_2 \end{cases}$$

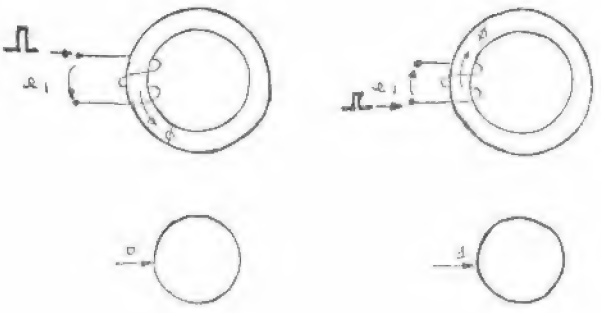
Para os núcleos de ferrite em causa a corrente de magnetização é de cerca de 500 a 600 mili-Ampéres e é 1 μ s com e = 30mV. Assim tem-se que e_1 é a tensão induzida aos núcleos durante o tempo de comutação. A resistência dos diodos é da ordem de 1 a 0,5 ohms.

Das condições anteriores podemos tirar que:

$$e_1 = \frac{(\varnothing r + \varnothing m) \times 10^{-8}}{\tau}$$

$$e_2 = \frac{(\varnothing r + \varnothing m) \times 10^{-8}}{\tau}$$

em que $\varnothing\Omega$ e $\varnothing$ m são os fluxos residual e máximo respectivamente e vêm em maxwells. Seguidamente ilustramos um caso de armazenamento de dados na memória em função das expressões anteriores.



Tendo em conta os valores de e_1 e e_T temos que $\varnothing r + \varnothing m$ é 3 maxwells, e atensão V de excitação da matriz (tendo em conta a baixa resistência da matriz e do próprio núcleo) é de 12 a 15 volts ($R_1 \rightarrow 20$ a 23 ohms).

Como para as operações de leitura e escrita se utiliza a mesma matriz conclui-se que $e_2 = - e_1$, isto é, basta polarizar a matriz em sentido inverso e fazer com que $i_2 = i_1/2$. Normalmente quer na escrita quer na leitura poder-se-iam duas correntes iguais a metade do valor máximo que passariam através dos núcleos magnéticos, impondo excitação dos mesmos.

Para o nosso caso a operação de leitura processa-se segundo um esquema semelhante ao indicado.

2.3.7.2 — *Armazenando da informação nos núcleos magnéticos*

O armazenamento dos núcleos de ferrite é feito segundo a direcção de magnetização destes. Assim, se o fluxo magnético tiver o sentido 1 (figura 11) dizemos que o núcleo armazenou um 1; se tiver o sentido contrário dizemos que armazenou um 0.

Pela mesma figura vê-se que o ciclo de histerese da ferrite é grande, e, se fluir no núcleo um impulso de corrente de amplitude + If (designada por ful 1) então é induzido um campo magnético de amplitude + Hm. A densidade de fluxo no núcleo sobe a + Bm e permanece no valor remanescente + Br quando o impulso de corrente e o campo magnético são removidos. Se, no entanto, fluir no núcleo um impulso de corrente (− If) então o campo induzido será − Hm e a densidade de fluxo mudará de + Br para − Bm e permanece em − Br quando o campo é removido (figura 11). Se se aplicar de novo um campo − Hm, a densidade do fluxo passa simplesmente de − a −Bm.

A corrente + If, é designada por «corrente de escrita» e levadaa núcleo ao estado 1 (+ Br); a corrente − If é designada por «corrente de leitura» e leva o núcleo ao estado 0 (− Br). Se uma «corrente de leitura», − If é aplicada a um núcleo que está no estado 1, a designação do fluxo muda de + Br para − Br; se o núcleo estiver no estado 0, a mudança faz-se de − Br para − Bm e em seguida para − Br.

Assim, o estado de um núcleo, isto é, a polaridade da magnetização permanente pode ser determinada aplicando um impulso «leitor» e medindo a amplitude da f. e. m. induzida quando a densidade do fluxo muda. Observando o ciclo de histerese, uma meia corrente $\mp$ If/2 não comuta um núcleo dum estado para o outro pois a densidade de fluxo varia de $\mp B_1$ e volta a $\mp$ Br. A aplicação simultânea de duas meias correntes no mesmo sentido, terá o mesmo efeito que uma corrente If nesse sentido, o que pode ocasionar a comutação de um núcleo.

Usam-se estas propriedades de «meias correntes coincidentes» para a selecção de um núcleo específico da memória.

Vemos assim que a corrente leitura — If é destrutiva pois o núcleo é conduzido ao estado 0. Se a informação armazenada num dado núcleo deve ser retirada depois da leitura dum 1, é necessário retornar a rescrevê-lo depois desta leitura.

A memória construída por este processo é mais económica do que utilizando registadores.

Assim para seleccionar um núcleo, o princípio das meias correntes pode ser adoptado, baseando-se no facto de que um núcleo não pode ser comutado por uma meia corrente. Dois fios, um de escrita-X-horizontal e um de leitura — Y — vertical são entrelaçados como se mostra na Fig. 12. Além destes fios, há o fio S (Sense Wire) através do qual é medido o sentido da amplitude da tensão induzida, que se encontra enfiado nos núcleos em diagonal. Há ainda outro fio, Z, fio inibidor que se encontra nos núcleos como indica a Fig. 12. Este fio é usado durante a operação de escrita, em particular quando vários núcleos da matriz são usados em paralelo. A informação pode ser armazenada na memória por meio de duas meias correntes (If/2) que fluem através dos fios X e Y independentemente do estado do núcleo. Contudo, se se pretende armazenar um 0 basta fazer fluir pelos fios uma corrente negativa.

Pela Fig. 12 vê-se que cada elemento da matriz é constituido por quatro núcleos de ferrite que armazenam um único bit octal.

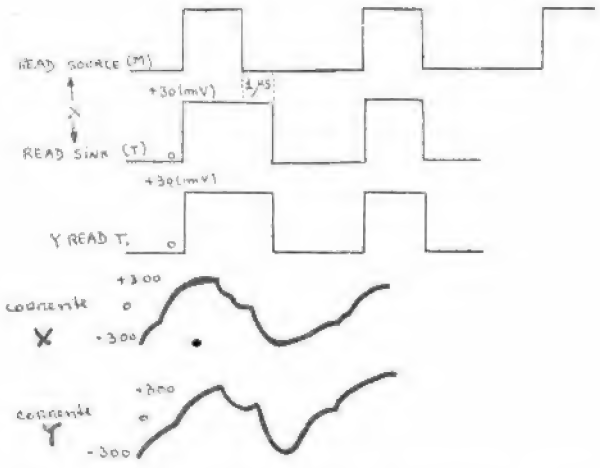
2.3.7.3 — *Operação de leitura*

Esta operação é feita através da matriz selectora segundo o esquema temporal indicado anteriormente. Primeiro, tal como se indica na Fig. 13-a, uma corrente leitora é conduzida através dos fios Xm, Yn para a excitação dos núcleos correspondentes de modo a obter-se a informação que estes continham. Quando se lê um 0 as tensões induzidas são aplicadas a portas AND comandadas por um impulso. Nestas condições as portas ficam bloqueadas indo para o registador a informação 0.

Normalmente a fonte de tensão e a tensão induzidas estão desfasadas no tempo, fazendo com que haja um atraso na comutação do núcleo o que origina uma desfazagem nas correntes leitoras.

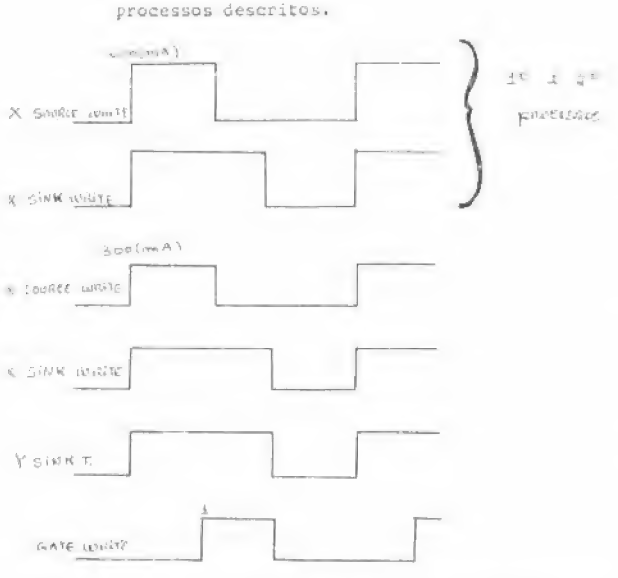
2.3.7.4 — *Operação de escrita*

Como se disse anteriormente o armazenamento dos bits na memória faz-se por meio da matriz comutadora segundo qualquer dos dois processos indicados ante-



riormente. Para qualquer um destes esquemas o armazenamento é feito directament por uma corrente Im. Em vez de se utilizar um dos processos anteriores poderiamos utilizar um terceiro, que consistiria em fazer-se uso simultâneo da matriz comutadora e do circuito (agulheira) dos canais. Nestas condições o relógio do registador de entrada deve estar sincronizado com o dos F.F. dos canais.

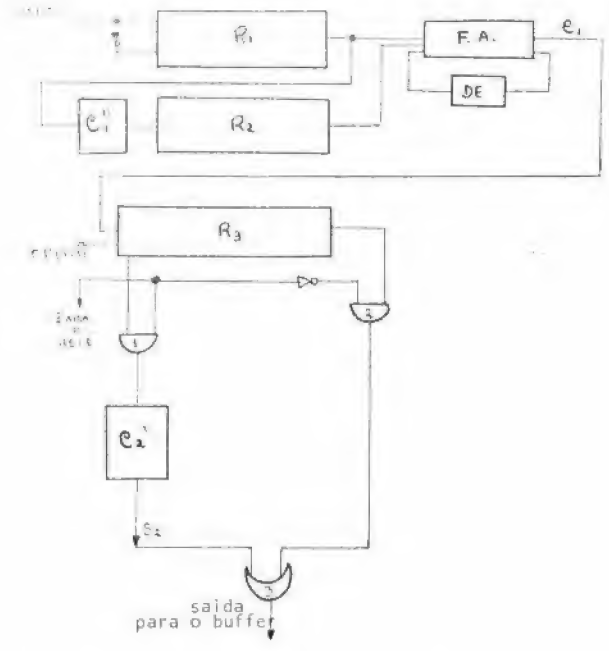
Em seguida indica-se o esquema temporal de escrita que é válido para qualquer dos três processos descritos



Na Fig. 13-b indica-se um esquema de armazenamento de 4 bits. Na Fig. 14 indica-se a esquematização para os dois modos de operar os núcleos de memória.

2.4 — *Circuito subtrator*

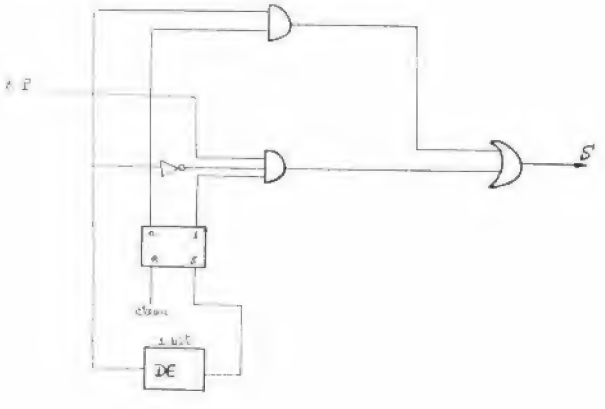
Este circuito vai permitir com que as sequências de saída sejam tais que a acção sobre a embraiagem só se faça sentir pela diferença entre a sequência presente e a antecedente, fazendo com que a antena se desloque num ou noutro sentido. O circuito que vai realizar tal é o seguinte:



R_1 R_2 R_3 — Registadores — $R_1 \rightarrow 13$ FF
C' → Circuitos complementadores — $R_2 \rightarrow 13$ FF
F. A. → FULL-ADDERS — $R_3 \rightarrow 14$ FF
D. E. → Circuitos DELAY

REGISTADOR

COMPLEMENTADOR(C,'')



No caso de termos a sequência 0110001010 procedida ou seguida na sequência 0010110111 equivalente aos nrs. $(612)_8$ e $(267)_8$ à saída do 1.° complementador teremos:

a) $(612)_8 + (-267)_8$ 0 → positivo

A B 1 → negativo

Portanto teremos o valor complementado B

$\overline{(0010110111)} = 1\ 101\ 001\ 001$

Em C_1 teremos:

$$\begin{array}{r} 0\ 110\ 001\ 010 \\ +\ 1\ 101\ 001\ 001 \\ \hline \times 0\ 011\ 010\ 011 \end{array} \longrightarrow (323)_8 \text{ c.e.d.}$$

↓
desprezа-se

Como o «índice-sinal» é zero, o resultado é positivo pelo que a porta 1 permanece fechada e a porta 2 aberta. Ao 13.° C.P. deslocamos a informação para S_1 (sistema análogo aos indicados para os registadores) sendo este o valor que se encontra no registador de saída.

b) $(267)_8 + (-612)_8$

A B

$(0\ 110\ 001\ 010) = 1\ 001\ 110\ 101$

E em C_1 teremos:

$$\begin{array}{r} 0\ 010\ 110\ 111 \\ 1\ 001\ 110\ 100 \\ \hline 1\ 100\ 101\ 100 \end{array}$$

O sinal é negativo, logo fica aberto e 2 fechado, pelo que teremos $S_1 = 0$ constantemente, e S_2 igual a:

0 011 010 011 i.e. $(323)_8$ com sinal menos

Como se vê, C_2^2 será um simples inversor, portanto, muito menos complicado que C_1^1 cujo circuito se representa em (C).

Para o nosso caso, existe à saída da memória um biestável com um tempo de comutação, sincronizado com o monostável de comando de total modo que os primeiros 12 bits (altura) serão «encaminhados» para um subtractor do tipo descrito e a segunda sequência para outro subtractor em que não existe a unidade C'_2 pois a diferença entre o dado presente e o antecedente nunca é negativo. Nestas condições prescindimos também das portas 1, 2 e 3.

O circuito funciona do seguinte modo:

Ao seleccinarmos o «canal de memória» accionamos também o comando do biestável o qual ao fim do tempo τ, equivalente à 1.ª sequência de 12 bits comuta para a posição dois durante um tempo também τ e assim sucessivamente. Assim, a 1.ª sequênca de 12 bits passa ao registador R_1 e R_2 encontra-se apagado.

Nestas condições, o valor de R_1 soma-se ao de R_2 e dá-nos zero, ao mesmo tempo que a informação de R_1 é armazenada em R_2 depois de sofrer uma «complementação a dois».

Assim, à passagem do 1.° bit CP está em zero, i.e. no início da contagem, e o circuito complementador «prepara-se» para começar a receber a informação e complementá-la, para depois registá-la em R_2, a qual vai ser subtraída através do F. A. à próxima sequência.

No caso do azimute a informação recolhida à saída do F. A. é armazenada em R_3 que neste caso não é mais que o nosso BUFFER. No caso da altura, é necessário um 2.° circuito «comparador» como se indica, e é saída desse comparador que vai ser armazenada no BUFFER correspondente.

As saídas destes BUFFERS são automatizados de modo a que a informação passe simultaneamente do BUFFER para o C. D./A./T.

2.5 — *Conversor digital-analógico temporal*

Como já se disse anteriormente, uma vez lidos os bits correspondentes à altura e azimute dos respectivos núcleos de memória, surge um comando que actua sobre as portas à saída do registador abrindo-as, de modo a que a informação transite para o conversor D/A.T.

Nestas condições, vamos tentar construir um circuito que converta o sinal do registador num dado nível a fim de se obter um tempo de actuação concordante sobre a «embraiagem» de comando do motor, que acciona a antena helicoidal.

O nível de tensão correspondente ao valor lógico «1» à saída dos registadores é de + 5 ←→ + 10 V. Baseando-nos neste valor, e no nível de actuação da embraiagem de comando (— 5V) e no tempo necessário de actuação (da ordem dos segundos), vamos projectar num sistema que satisfaça a todos estes requesitos.

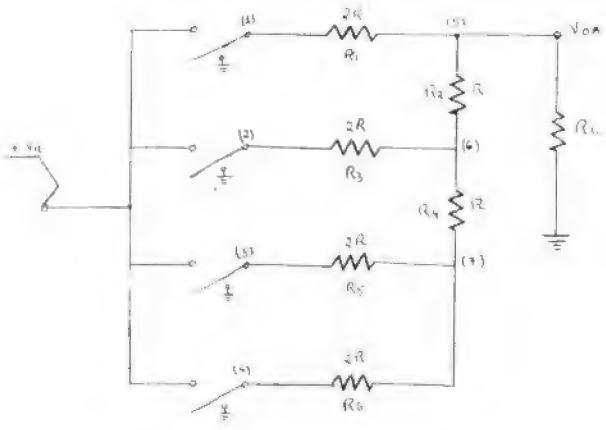
Primeiramente, vamos estudar um sistema «descriminador» das tensões, consoante a ordem de entrada dos bits, do mais significativo ao menos significativo.

2.5.1 — *Conversos dgital analógico*

O conversor vai ser formado à custa de resistências de precisão. Assim, vamos explicar o funcionamento para um par de quatro entrada considerando primeiramente o efeito da existência dum nível alto (os outros são baixos). Depois, recorrendo ao princípio da sobreposição, apontar-se-á uma solução final para todo o sistema de entrada.

Nesta Fig., pusémos propositadamente interruptores nos nós 1, 2, 3, e 4 para significar a presença ou ausência de impulso.

Vamos começar por determinar a resistência de saída (Ro) do circuito de posição de OFF, começando por analizar o n.° 7.



Neste N.º tem-se:

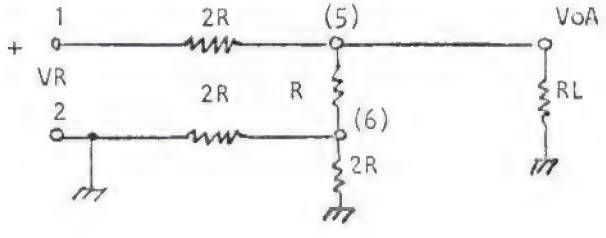
$$\frac{1}{1/R_5 + 1/R_4} = R$$

NÓ 6 $$\frac{1}{1/R_3 + 1/R_4 + R} = \frac{1}{2/2R} = R$$

NÓ 5 $$Ro = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + R)} = R$$

O valor destas resistências R vai ser função da corrente de condução.

Consideremos agora a existência de um «1» só na porta 1, i. e. a existência da ordem mais significativa. Nestas condições, poderemos transformar o nosso esquema no seguinte (equivalente):

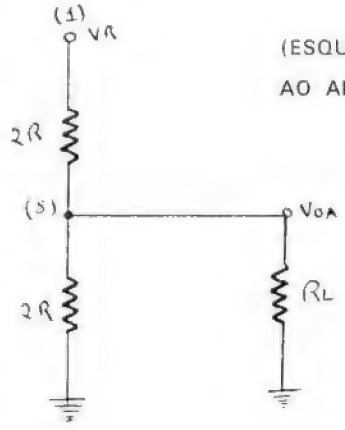


Nestas condições, se considerarmos $R_L >> R$ tem-se:

$$Vo_A = \left(\frac{2R}{2R + 2R}\right) V_R = \frac{1}{2} V_R$$

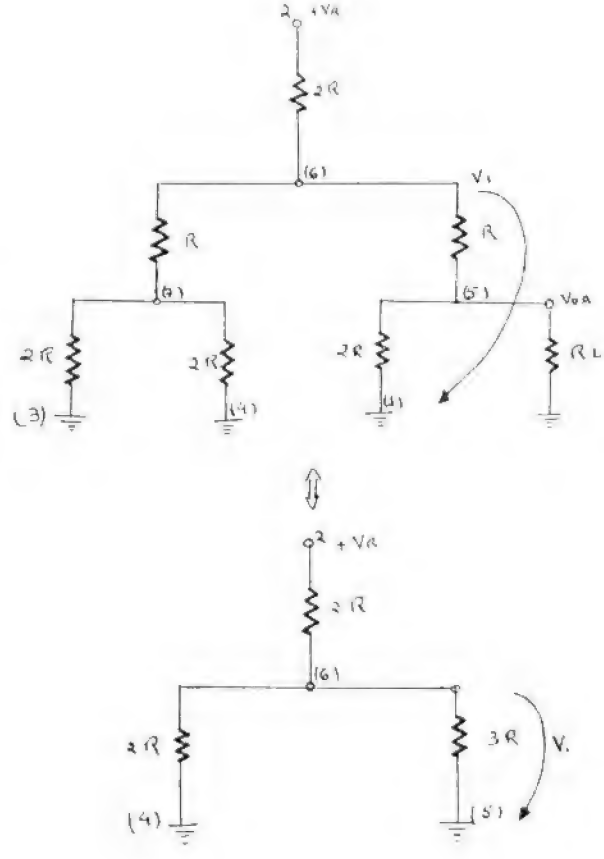
e, valor de R_2 será:

$$Vo_A = \frac{1}{2} V_R \left(\frac{RL}{R + R_L}\right)$$



(ESQUEMA EQUIVALENTE AO ANTERIOR)

Consideremos agora só a existência de tensão no nó 2 (próximo bit mais significativo):



Se consideramos $R_L >> R$ temos:

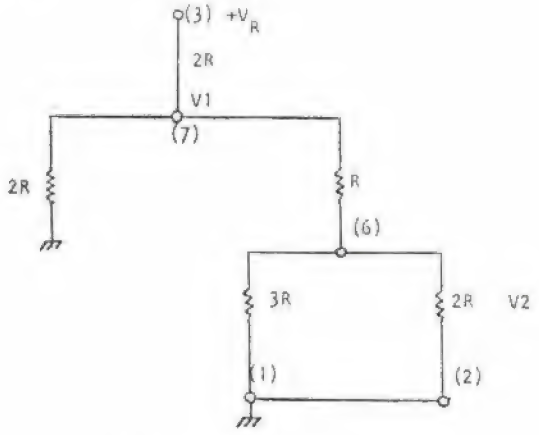
$$V_1 = V_R \frac{\frac{6}{5} R}{\frac{6}{5} R + \frac{10}{5} R} = \frac{3}{8} V_R$$

Relacionando-se esta tensão com Vo_A tem-se:

$$Vo_A = \left(\frac{2\,R}{2R + R}\right) V_1 = \frac{2}{3}\left(\frac{3}{8} V_R\right) = \frac{1}{4} V_R$$

para um R_L qualquer tem-se:

Supondo agora a existência de tensão só em (3) tem-se::



$$V_1 = \left[\frac{\frac{22}{21} R}{2R + \frac{22}{21} R}\right] V_R = \frac{11}{32} V_R$$

$$V_2 = \frac{\frac{6}{5} R}{\frac{6}{5} R + R} \times V_1 = \frac{6}{32} V_R$$

$$Vo_A = \left(\frac{2\,R}{2\,R + R}\right) V_2 = \left(\frac{2}{3}\right)\left(\frac{6}{32}\right) = \frac{1}{8} V_R$$

$$V_R \rightarrow Vo_A = \frac{1}{8} V_R \left(\frac{R_L}{R + R_L}\right)$$

Assim, se quisermos determinar qual a solução para as três primeiras entradas iguais a «1» bastava-nos aplicar o princípio da sobreposição aos valores determinados:

$$Vo_{A'} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8}\right) V_R \frac{R_L}{R_L + R} =$$

$$= \frac{7}{8} V_R \left(\frac{R_L}{R + R_L}\right)$$

se $R_L >> R \rightarrow Vo_{A'} = \frac{7}{8} V_R$

Assim, se aumentassemos o número de entradas para quatro, opróximo bits corresponderiaa $\frac{1}{16} V_R$ de tensão à saída e assim sucessivamente.

Nestas condições, para qualquer número de entradas teremos um valor de tensão máxima dada por:

$$Vo = (2^n - 1)\,\frac{V_R}{2^n}$$

Assim, podemos escrever uma equação geral que satisfaça todos os valores de entrada i.e.:

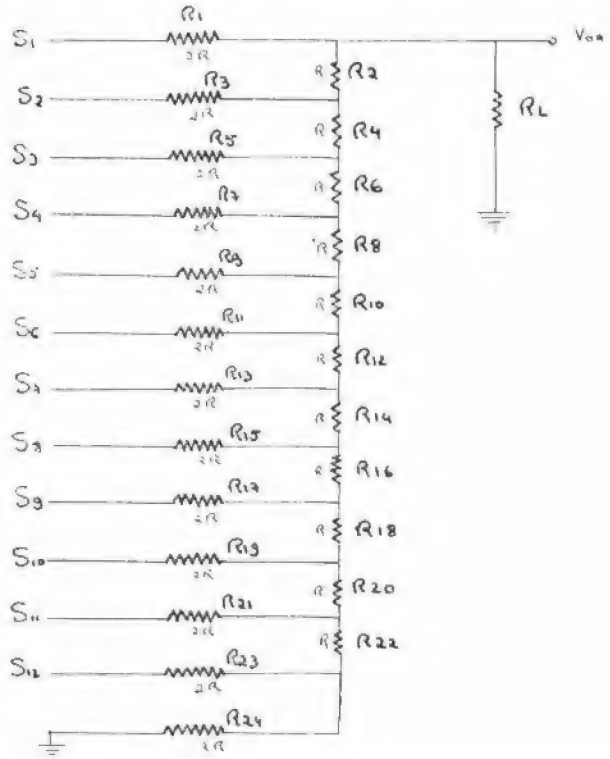
$$Vo_A = \left(\frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{4} D_2 + \frac{1}{8} D_3 + \ldots\ldots + \frac{1}{2^n} D_n\right) \times V_R \left(\frac{R_L}{R + R_L}\right)$$

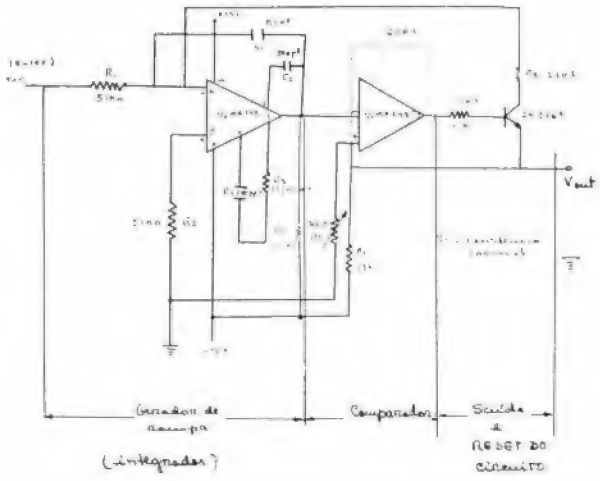
Em que D representava o valor lógico da entrada, se é «1» ou zero.

As vantagens em utilizarmos resistências de Valor R e 2R saltam agora à vista, pois conduzem-nos a uma expressão relativamente fácil, em que a resistência de saída do circuito (Ro) é constantemente igual a R.

Para o nosso caso, n = 12.

$$Vo_A = \left(\frac{1}{2} D_1 + \frac{1}{4} D_2 + \frac{1}{8} D_3 + \frac{1}{16} D_4 + \frac{1}{2^5} D_5 + \frac{1}{2^6} D_6 + \ldots\ldots + \frac{1}{2^{12}} D_{12}\right)$$





$R_{equivalente} = R_{IN} + R_g + R_{ce} + R_i$ OUTPUT STAGE

entrada positiva corta a — 4 V.

Quando o integrador atingir esta tensão, o comparador de saída comuta para o estado «1» e o transistor Q_1 não só reproduz o impulso de entrada com a duração do tempo de comutação, como também faz o RESET da rampa do circuito integrador (gerador da rampa); define-se assim o começo da amostragem da rampa negativa e o seu fim, assegurando uma tensão de O V à entrada (+) do comprador até ao fim do intervalo de RESET.

O circuito, fica livre para começar um novo ciclo. Porque o intervalo do RESET é muito rápido, quando comparado com o tempo da rampa, a relação de repetição dos impulsos de saída é definida quase que inteiramente pelo período da rampa do integrador (a qual só existe quando houver o sinal de entrada) deixando as partes de manutenção para as partes restantes do circuito.

No começo da contagem dos intervalos de tempo deve-se ter:

1 — À saída do integrador OV
2 — O comparador na posição OFF;
3 — A entrada (+) do comparador a — 4 V., devido às resistências R_5 e R_6 (divisoras de tensão).

Nestas condições, a rampa gerada à saída tem uma inclinação negativa e, é traduzida pela seguinte equação:

$$\frac{\Delta \text{ Vout}}{\Delta \text{ T}} = \frac{\text{Vin}}{R_1 \text{ C}_1} \qquad (1)$$

Como a tensão de saída é a correspondente ao disparo do comparador, i.e. quando ele passa da posição OFF a ON i.e., a entrada (—) do comparador passa a (+), e isso dá-se a — 4V, podemos pôr:

$$T_1 = \frac{4 \text{ R1 C1}}{\text{Vin}} \qquad (2)$$

TEMPO DE RESET

No começo tem-se:

1 — A saída do integrador a — 4V
2 — A saída do comparador de O_1 são ON.

A primeira limitação na relação de descarga é feita por R_6. Por outro lado, R_9 controla a corrente do colector no momento de comutar a OFF (no fim do intervalo de RESET) de modo a que o comparador comutará a OFF precisamente em OV.

Assim, quando o comparador de saída comuta para (1) a corrente do emissor de Q_1, determina no comparador uma entrada de tensão de referência (+) para comutar de — 4V a aproximadamente OV. Ao mesmo tempo a corrente colectora de Q_1 vai-se somar ao borne (—) do integrador, originando uma rampa estreita de saída neste gerador em RESET, para um dado tempo descrito por uma equação análoga a (2) em que R_1 é substituido por R*. R* representa a soma de todas as resistências limitadoras de corrente na descarga do condensador integrador.

$$R^* = R_{1.^\circ \text{ andar, saída}} + R_9 + R_{CEQ_1} + R_2 \qquad (3)$$

$$= 250 + 110 + 25 + 1300$$
$$= 1685\ \Omega$$

Fazendo Vin = 15 V e R_1 = R* em (2) tem-se:

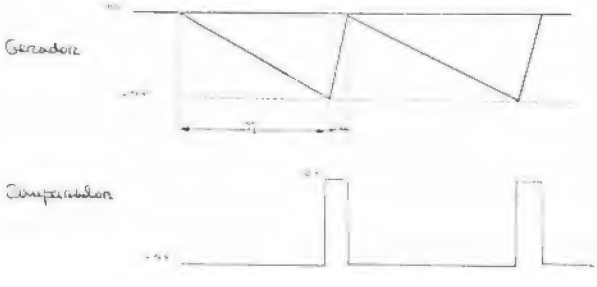
$$T_2 = \frac{4 \text{ R}^* \text{ C}}{\text{V} - (\text{fonte})} = 4 \times \frac{1685 \times 10^{-5}}{15} = 449{,}667 \text{ S}$$

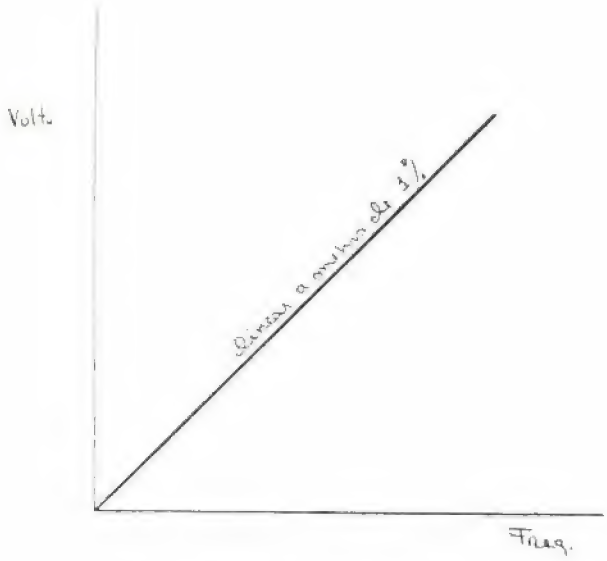
Atendendo a que, grande parte da limitação se deve a R_6, o 1.°, 2.°, 3.° termo de 3, são divididos por R_6 durante o RESET.

Assim, para um Vin = 5V → f = 12,5 Hz → T_1 = = 4 x 10^{-2} s

$$\text{O erro do RESET (para este caso)} = \frac{T^2}{T_1 + T_2} \approx 1\ \%$$

A este erro, podemos juntar um erro ± 1 % da fonte de alimentação e 0,5 % do tempo de comutação.



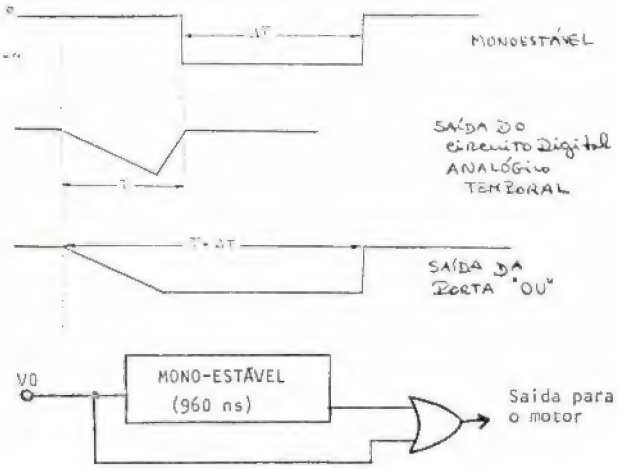


Para o nosso problema, as tensões de excitação vão variar entre 10 V. a mV. (Vin), pois a saída do conversor digital analógico vai ligar a entrada do conversor analógico temporal.

Como se vê, quanto menor for o nível de entrada, maior será o tempo de comutação, e, como queremos que o maior tempo corresponda ao bit mais significativo, a ordem de entrada dos bits no conversor D/A deverá ser inversa da proposta.

Por outro lado vemos que os termos de variação para excitação da embriagem do motor, variam entre um máximo de: 40 segundos e um mínimo de 0,04 segundos. Se por acaso se pretender aumentar o tempo de excitação,deveremos colocar um monostável com um tempo de excitação considerando o mínimo (960 milisegundos por exemplo) accionado pela saída do conversor (um impulso, o qual se adiciona a este impulso por meio de uma porta «ou»).

Para este caso, o fim do impulso deve sempre coincidir com o início do monostável. Como se viu, a impedância de entrada do conversor A/T é bastante elevada pelo que R (do D/A) é >> R e portanto é válida a aproximação feita durante o estudo deste conversor.



Também poderiamos arranjar o conversor D/A com uma precisão superior à indicada desde que se utilizasse também um amplificador direcional de ganho bastante elevado. Nestas condições teremos o esquema que seguidamente apresentamos:

V_1 = nível que indica o sinal e pode ser 0.

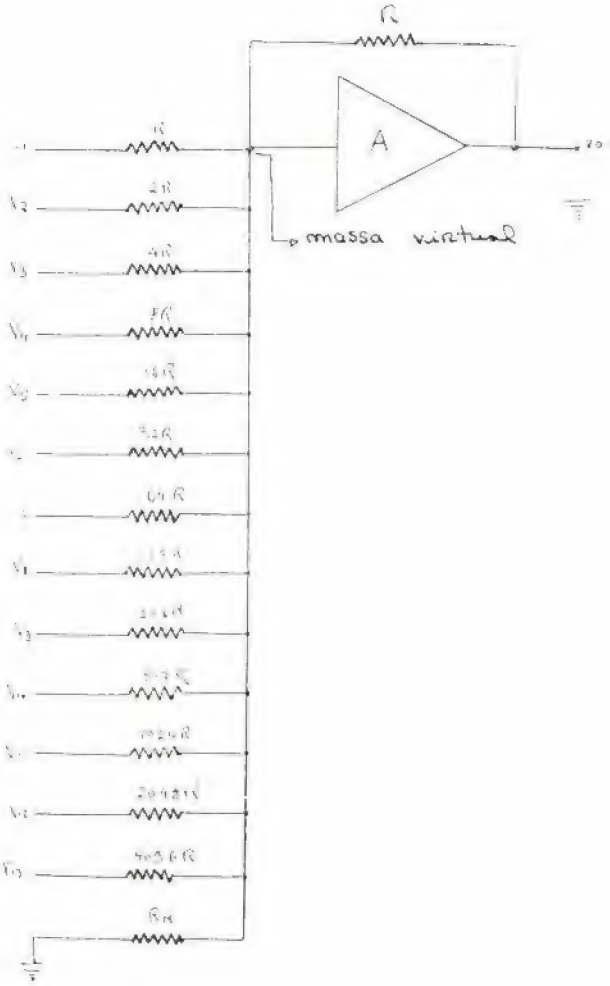
$V_2 = V_3 = V_4 = V_5 = V_6 = \ldots = V_{12}$

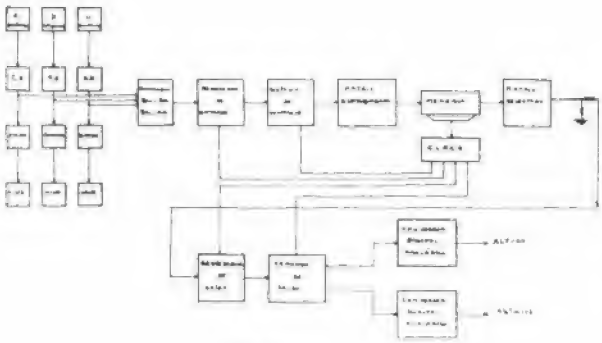
Da equação tiramos:

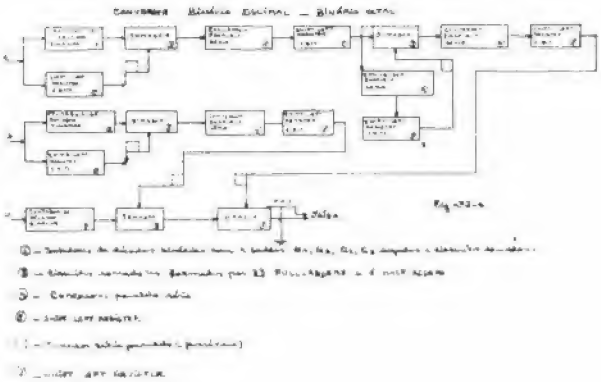
$$\frac{Vo}{R} = \left(\frac{V1}{2R} + \frac{V_2}{4R} + \ldots + \frac{V_{12}}{2_{12}R} \right) \Rightarrow$$

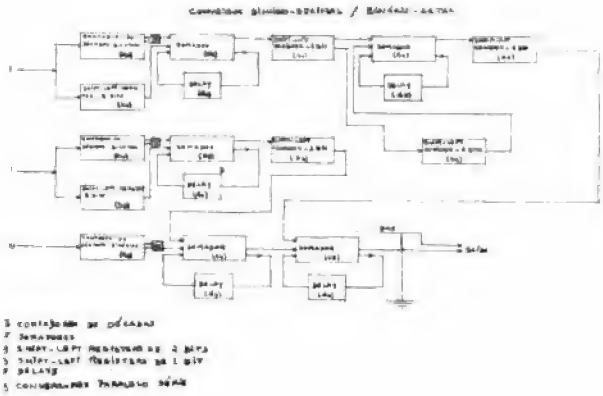
$$Vo = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2_2} + \frac{1}{2_3} + \ldots \frac{1}{2_4} \right) V_1$$

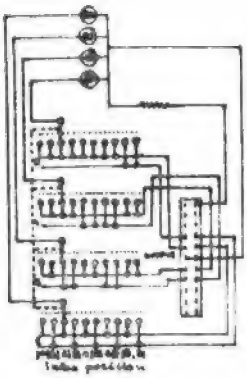
Nota — R é ordem das dezenas de KΩ).



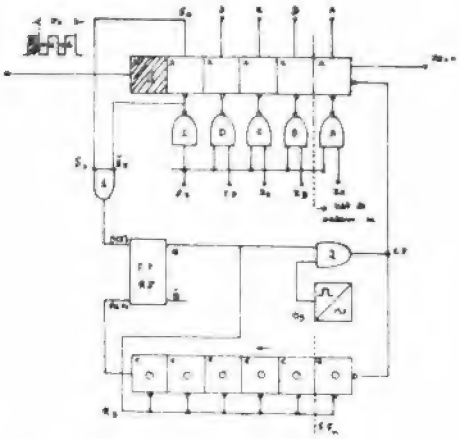


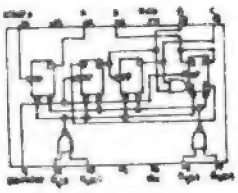






TUMBWOLL SWITCHE (FONTE DE ALIMENTAÇÃO DE 1,5V)

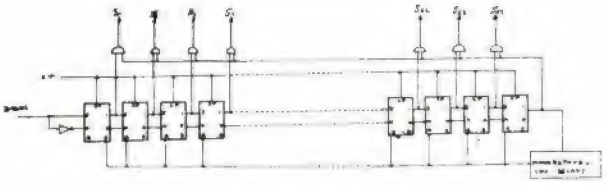




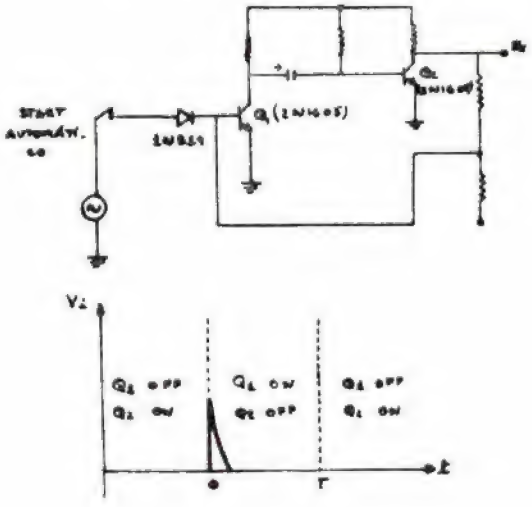
CONTADOR DE DÉCADAS

FIGURA Nº 2-b

FIGURA Nº 3



MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL DE COLECTOR ACOPLADO



CIRCUITO MONOESTÁVEL COM RESISTÊNCIA E CONDENSADOR

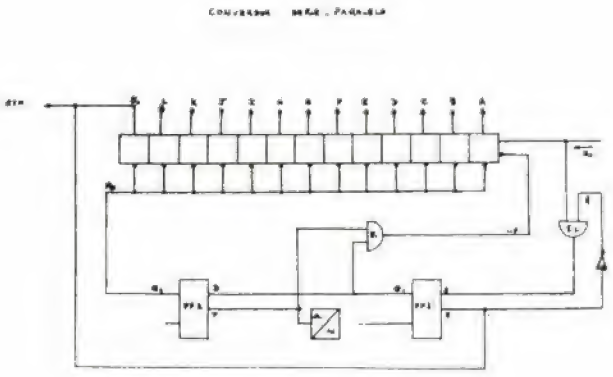
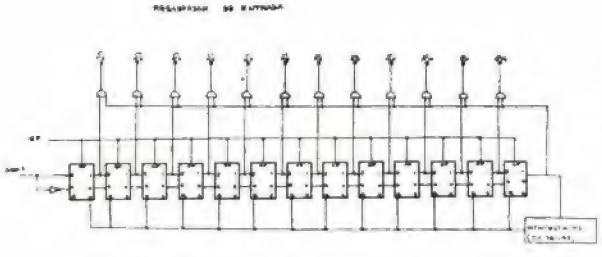


FIGURA Nº 8

MATRIZ DISTRIBUIDORA (SELECTORA)

FIGURA Nº 5



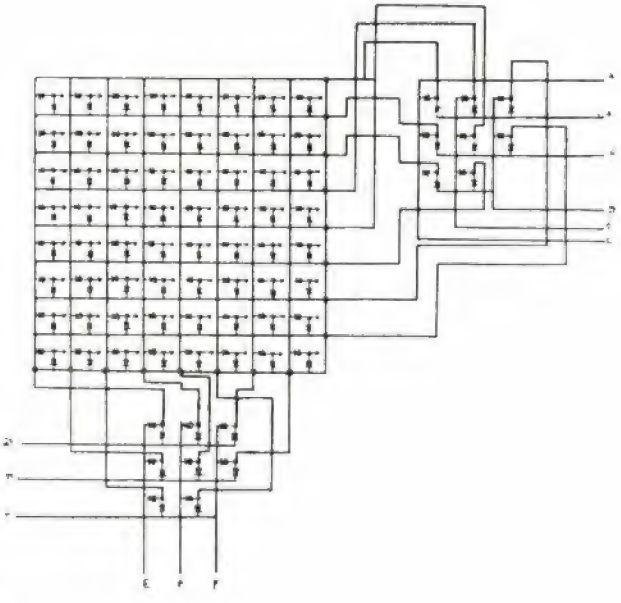


FIGURA Nº 9-a

MODO DE LIGAÇÃO DAS SAÍDAS COM OS NÚCLEOS

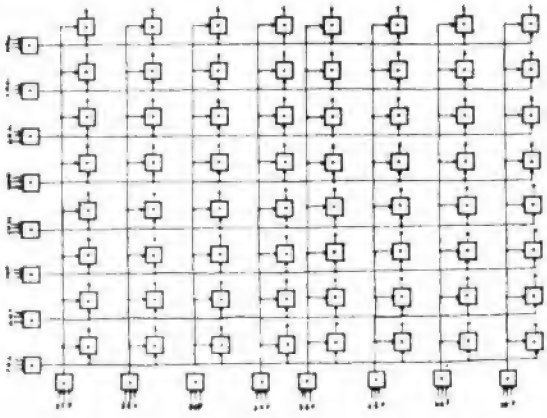
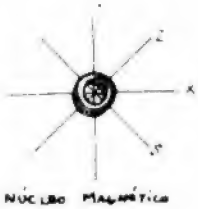
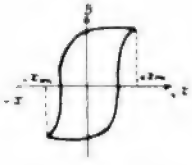


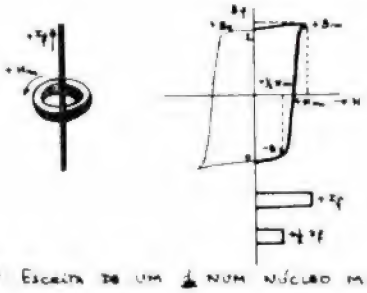
FIGURA Nº 9-b



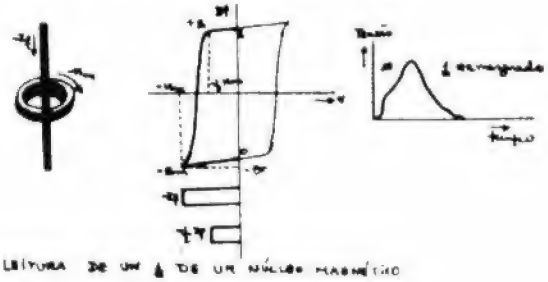
NÚCLEO MAGNÉTICO



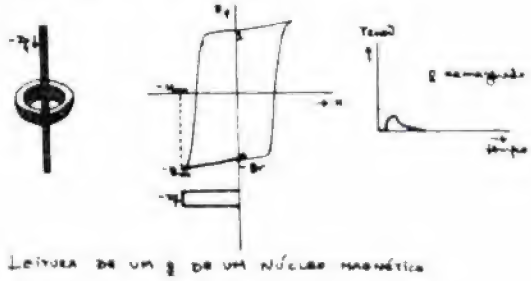
CURVA DE HISTERESE



a) ESCRITA DE UM 1 NUM NÚCLEO MAGNÉTICO



b) LEITURA DE UM 1 DE UM NÚCLEO MAGNÉTICO



c) LEITURA DE UM 0 DE UM NÚCLEO MAGNÉTICO

FIGURA Nº 11

SELECTOR DE CANAIS

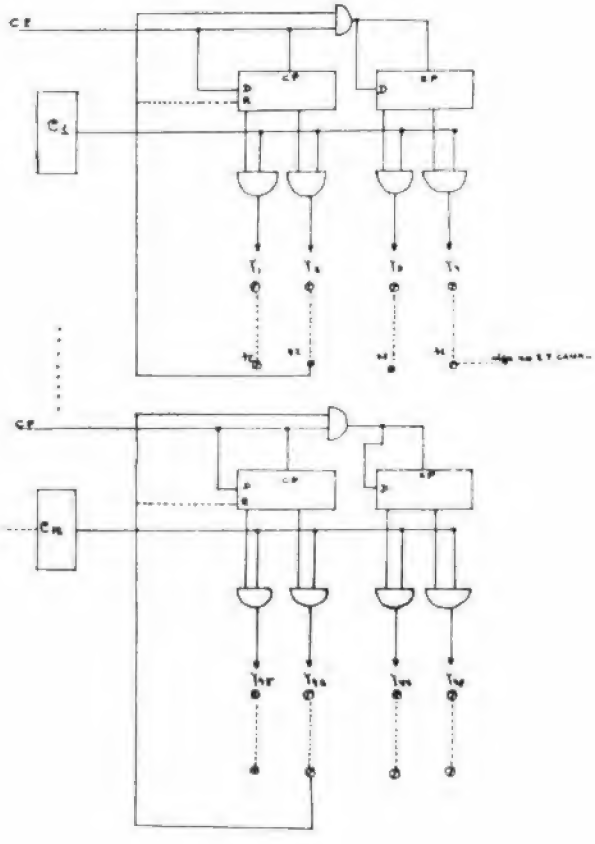
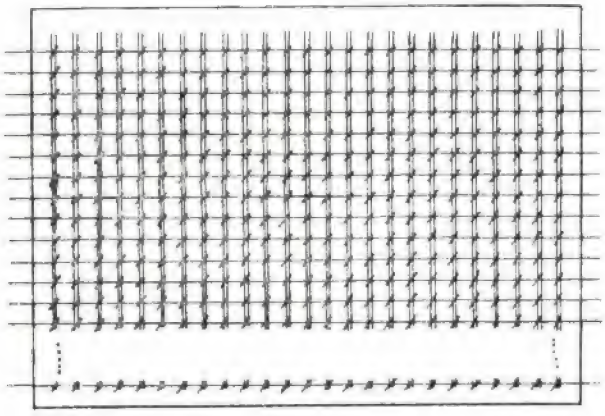


FIGURA Nº 10

ESQUEMATIZAÇÃO DA MATRIZ DE MEMÓRIA



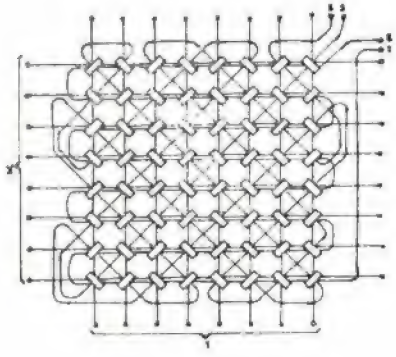
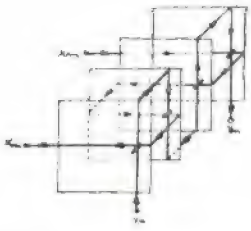
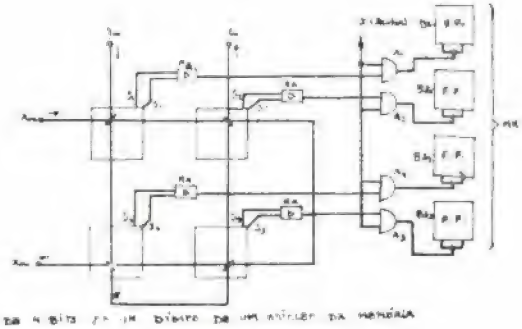


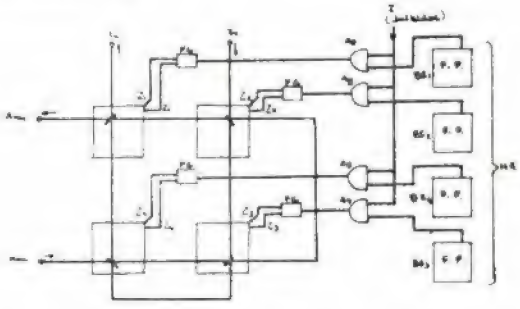
FIGURA Nº 12



ESQUEMA DE UMA CÉLULA DA MEMÓRIA

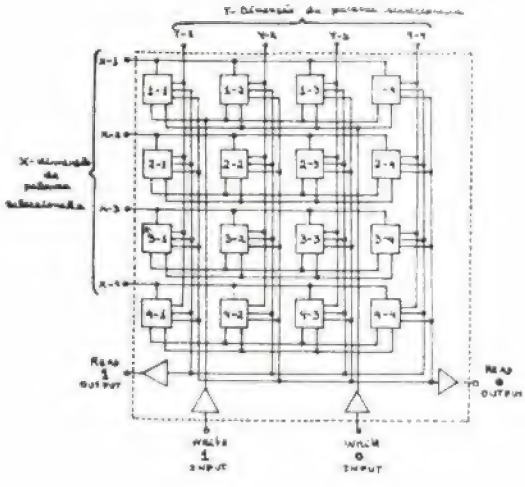


a) LEITURA DE 4 BITS EM UM DÍGITO DE UM NÚCLEO DA MEMÓRIA
O LIVRO NETÁ ARMAZENADO NO REGISTRADOR DE MEMÓRIA (MR)
RA — AMPLIFICADOR (LATCH)



b) ESCRITA DE UM DÍGITO ARMAZENADO EM MR PARA O NÚCLEO DA MEMÓRIA
PG GERADOR DE IMPULSOS

FIGURA Nº 13



ESQUEMATIZAÇÃO DE PARTE DA MATRIZ DE MEMÓRIA

FIGURA Nº 14

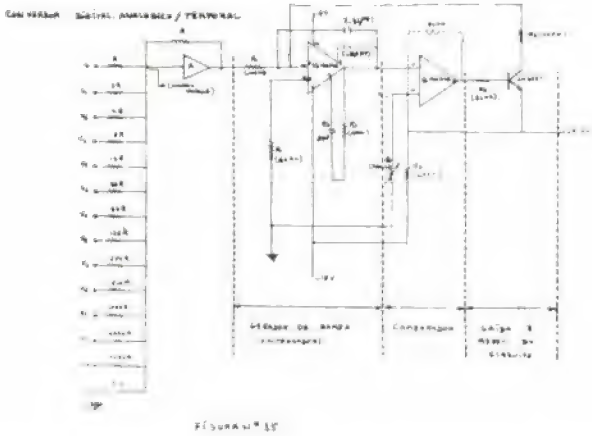


FIGURA Nº 15

Feiras, Conferências, Exposições e Congressos

OBJECTIVOS E PROGRAMA	LOCAL, DATA, ORGANIZAÇÕES E INFORMAÇÕES
Exposição Internacional de metal e seus derivados	Londres Abril - 75
Foire Internacional de Machines et Materiaux d'Embales	Düsseldorf 9 a 15 — Maio - 75 Interpack 75
Congresso Internacional sobre Srtuctural Questions of Underground Railwais Secretariado: Kospek distudamanyi Egyesület, 1655, Budapest Kossutk Lajos ter 6-8 Hungary	Hungray Scientific soc for transports 12 a 25 Maio Bulatou füreo
Exposição de Materiais Térmicos da Climatização e da Antipoluição	Lyon 29 de Maio a 2 de Junho - 75
Colloque sur l'emplor de raymnents de haute intensite por le traitements des déchets	Munich 17 - 21 Mais - 75 Rep. Féd. d'Allemagne
Feira Internacional da Energia e da Petroquímica	Teerão 6 a 11 Maio - 75
Feira Internacional de Lisboa	Lisboa 11 a 22 de Junho - 75
Exposição Científica e Técnica	Grécia - Salonica 6 a 12 de Junho - 75
Feira Internacional de Poznan	Polónia - Poznan 8 a 17 de Junho - 75
Salon de L'éctronique Industrielle e de L'industrie életrotéchnique	Bâle - Suíça 9 a 13 de Setembro - 75 INELTEC

Equipamentos Brown Boveri por ondas dirigidas

destinados a transmissão dum canal de música ou de várias vias telefónicas simultâneas

Radiotelefones VHF/UHF

para a transmissão de um canal telefónico e/ou sinais de telecomando

Campos de aplicação:

Correios, telégrafos, telefones
Agências noticiárias
Empresas de electricidade, de gás, de águas, petrolíferas
Radiodifusão e televisão
Polícia, bombeiros e entidades oficiais
Caminhos de ferro, aviação e navegação
Indústria, construção e transportes

BROWN BOVERI

Representada em Portugal por:

Sociedade de Electricidade

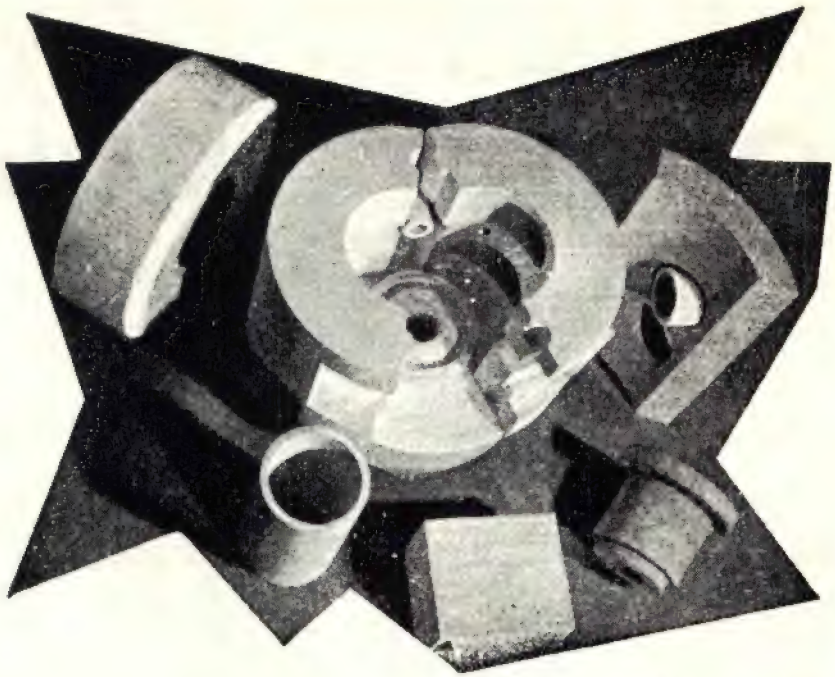
Brown Boveri Limitada

Rua de Sá da Bandeira, 481-2°, Porto

151660 a VI

a técnica moderna emprega

BETÕES REFRACTÁRIOS



à base dos cimentos

FONDU LAFARGE

e

SECAR 250

porque são

práticos
eficientes
económicos

REFRACTÁRIOS ATÉ 1800° C

REFRACTÁRIOS ISOLANTES ATÉ 1700° C

Os nossos serviços técnicos, especializados, estão à vossa inteira disposição para estudar, sem qualquer encargo da vossa parte, a adaptação dos BETÕES REFRACTÁRIOS a todos os vossos problemas

AGUIAR & MELLO L.DA

P. do Município, 13-1.º — LISBOA — Tel. 32 11 51/2

OBSERVAÇÕES SOBRE A «PROPOSTA PARA A REESTRUTURAÇÃO DOS CURSOS DE ENGENHARIA CIVIL»

A. DE SOUSA COUTINHO
Investigador do Laboratório Nacional de Engenharia Civil

No N.º 420, de Setembro de 1974, desta revista, os professores do Curso de Engenharia Civil do I. S. T., Eng.º(s) E. R. Arantes e Oliveira, A. Carvalho Quintela e A. F. Tovar de Lemos, publicaram uma proposta concreta do elenco das cadeiras que constituirão o bacharelato em Engenharia Civil.

Foi com o maior interesse que lemos o programa apresentado, felicitando os autores pela sua precisão.

Achamos contudo importante fazer alguns reparos ao modo como é proposto o ensino da cadeira de Materiais de Construção. Em primeiro lugar consideramos a Ciência dos Materiais de Construção como uma das cadeiras fundamentais da Engenharia Civil, a par da Resistência de Materiais.

O engenheiro-civil não é um mero calculador de estruturas. No gabinete, ao projectar, tem de saber escolher e optar pelo material que melhor convenha para resistir a determinadas acções físicas e químicas. No estaleiro, ao construir, tem de conhecer os materiais de que se serve.

Quando projecta uma estrutura, o engenheiro é obrigado a ter noções precisas sobre o comportamento do material de construção à acção das forças. É portanto sob este aspecto que vai especialmente incidir o estudo dos materiais. Por esta razão, e por outras que referiremos mais à frente — a necessidade de fazer ensaios dos materiais — parece-nos indispensável que a cadeira seja dada depois de o aluno já possuir alguns conhecimentos de Resistência de Materiais. A sua situação no 1.º ano não nos parece por isso adequada.

Para a boa compreensão das propriedades físicas, especialmente mecânicas, do material de construção, o aluno deve ter já estudado o ramo da Física que trata da constituição da matéria e da estrutura dos materiais, desde o nível atómico ao macroscópico, a Física do estado sólido.

Também pensamos que é desejável estudar as propriedades dos materiais de construção, propriedades essencialmente estatísticas, e em especial as do betão, depois de conhecer um pouco de cálculo estatístico, necessário para o controle da qualidade dos materiais.

O engenheiro civil precisa também possuir um certo conhecimento da tecnologia do fabrico dos materiais e muito especialmente da do betão, pois sendo o material de construção mais importante do nosso tempo, é obrigado a utilizá-lo, fabricando-o ou fiscalizando-o, praticamente, em todas as obras.

Por isso deve o aluno ter noções suficientes de Química, que o habilitem a conhecer os materiais metálicos, e especialmente de química orgânica e de química dos silicatos, de modo que possa estudar convenientemente os materiais plásticos, madeiras, tintas, betuminosos, etc., e os materiais siliciosos como a pedra, o solo, o cimento, o betão, os produtos cerâmicos, etc..

O conhecimento da Físico-química das superfícies é essencial para a compreensão dos fenómenos na superfície do grão dos materiais policristalinos, sejam ou não porosos ou microporosos, dos de rotura, de adsorção e desorção (tão importantes no comportamento do betão) e dos coloidais, que estão na base da estrutura de muitos materiais de construção. O seu estudo é também indispensável na Mecânica dos Solos.

Com esta bagagem científica, que seria mais ou menos aprofundada conforme o grau do ensino — Bacharelato, Licenciatura ou Doutoramente — o aluno poderia então estudar e compreender a segunda propriedade que o material de construção deve possuir em grau elevado — a sua durabilidade — ou seja a sua resistência à meteorização, englobando nesta a corrosão química e electroquímica, devida, quer à humidade, quer ao contacto com águas do mar, dos rios, dos solos, etc., as alternâncias de temperatura e humidade, as radiações solares ou de outra origem, as acções do metabolismo de certos agentes biológicos,etc..

Quanto à orientação a dar ao ensino da cadeira dos Materiais de Construção julgamos que teria de ser bem ponderada a sua estruturação. Até há umas dezenas de anos, digamos, até à primeira metade deste século, a Ciência dos Materiais de Construção consistia numa descrição das propriedades dos materiais; hoje tende-se para uma compreensão das propriedades em face da natureza da sua estrutura.

Estes dois aspectos não podem ser ignorados. Por isso torna-se indispensável que uma boa parte do ensino desta cadeira seja ministrado experimentalmente, no laboratório, Os alunos familiarizar-se-iam com as propriedades mais importantes dos materiais medindo-as no laboratório; no caso do betão fabricá-io-iam mesmo para se aperceberem da sua natureza, tanto no estado fluido como no estado sólido, como aliás tem acontecido na Faculdade de Engenharia do Porto.

Achamos portanto muito pouco o tempo que é destinado ao ensino dos Materiais de Construção, mesmo no bacharelato — 6 meses — enquanto ao Desenho Técnico, que o engenheiro raramente tem de fazer na sua vida profissional, se dedicam três semestres.

Compreendemos a dificuldade de introduzir no ensino da Física no nosso país o ramo da estrutura da matéria e dos materiais, no sentido que é indispensável não só ao engenheiro civil mas também ao mecânico e até mesmo ao electrotécnico.

O mesmo se diz do estudo da Química e da Físico-química das superfícies, cujos ramos mencionados julgamos não fazerem parte das matérias habitualmente ensinadas no nosso país nestas cadeiras de base, mas valeria a pena tentar introduzi-los.

Por isso, e enquanto estas disciplinas não forem leccionadas como foi preconizado — o que implica, como dizem os autores do artigo em discussão «o reconhecimento de que a maioria dos engenheiros exerce a sua profissão sem recurso à formação teórica» (em vez de *teórica* deve ler-se *científica básica)* «que a escola pretendeu dar-lhes» — é indispensável que o professor de Materiais de Construção transmita aos alunos tais conhecimentos basilares, de uma forma que terá de ser muito condensada. Isto agravará mais ainda o tempo que é necessário dispensar a esta cadeira.

Sabemos bem das dificuldades do ensino de Materiais de Construção tal como foi apontado e com larga participação de aulas práticas, de laboratório. A inexistência de um ensino experimental no nosso País torna efectivamente difícil, mas não impraticável, um tal esquema.

Em resumo, a disciplina da Ciência dos Materiais de Construção deve ser ministrada depois de o aluno possuir já conhecimentos adequados de Física, Química e especialmente de Resistência de Materiais e abarcar pelo menos três semestres, pois não faz sentido que no elenco proposto a Resistência de Materiais e a Análise das Estruturas abranjam 4 semestres, o Desenho 3 semestres e os Materiais de Construção, disciplina que, voltamos a insitir, consideramos também fundamental na Engenharia Civil, apenas um semestre.

Feiras, Conferências, Exposições e Congressos

OBJECTIVOS E PROGRAMA	LOCAL, DATA, ORGANIZAÇÕES E INFORMAÇÕES
Feira Internacional de Plásticos + Caucho	Düsseldorf 7 - 14 Outubre --75 Rep. Fed. d'Allemagne
Feira Técnica Industrial	Tel - Aviv Outubro
Salão das Industrias de Equipamento e Manutenção Automóvel	París 2 a 10 de Outubro - 75
World Congress ou Finite Element Methods in Structural Mechanics	Bomnemouth, Dorset, England 12 th - 17 th October - 75 at the Royal Bath Hotel
Exposição Internacional de CON IX Congresso Mundial de Minéria	Düsseldorf 22 al 29 Mayo - 76 Minéria 76
7.ª Exposição Internacional de Fundição Injectada e Feira das Industrias Suiça	Basle - (Suiça) 22 a 26 Junho - 76
43.ª Congresso Internacional de Fundição	Bucareste 5 a 10 Setembro - 76

Resumo dos artigos publicados na «Técnica» nº 423

Ano L — Fevereiro 1975

C. D.U. 622.003

C. DINIS DA GAMA

BASES DO ESTUDO ECONÓMICO DE UM EMPREENDIMENTO MINEIRO

Técnica N.º 423 — L — 2-1975, p. 111 a 120

A análise económica aplicada a empreendimentos mineiros pressupõe o domínio de uma sequência de conhecimentos interligados, respeitante a informação, avaliação e decisão. A validade daquela análise é lógicamente condicionada pela representabilidade destas actividades. Neste trabalho, faz-se referência à necessidade de obtenção de dados de confiança, mensionam-se os vários métodos determinísticos e probabilísticos de avaliação económica e apontam-se critérios de dicisão mais utilizados, com especial realce para os que se apoiam na simulação por computador.
A natureza interdisciplinar deste estudo é posta em relevo, embora certos aspectos da análise sejam típicos da Indústria Mineira.

C. D. U. 624.022.327.002.22:699.841

S. FERRY BORGES, A. SARAIVA, J. PEREIRA E V. MONTEIRO

METODOLOGIA PARA O ESTUDO SÍSMICO DE EDIFÍCIOS PREFABRICADOS POR PAINÉIS

Técnica N.º 423 — L — 2-1975, p. 121 a 126

A homologação de edifícios prefabricados por painéis em zonas sísmicas requer a realização de vários tipos de estudos conducentes à caracterização do comportamento das estruturas dos edifícios sob acções sísmicas. Tais estudos dizem respeito principalmente a: i) idealização do comportamento estrutural sob a acção de forças horizontais; ii) análise dinâmica em regime linear e não-linear; iii) resisitência de ductilidade dos elementos estruturais isolados ou da estrutura global. No tratamento desses problemas torna-se indispensável conjugar de forma adequada a utilização de técnicas tanto analíticas como experimentais.

Nos últimos dez anos têm sido realizados pelo Laboratório Nacional de Engenharia Civil (LNEC) diversos estudos sobre o comportamento sísmico de edifícios prefabricados por painéis, a construir em Portugal e no estrangeiro. Sintetizam-se no presente trabalho os principais aspectos da experiência adquirida ieste domínio e a metadologia que tem sido seguida.

C. D. U. 518.6

ÁLVARO BENTO LEAL

SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO DE POISSON PELO MÉTODO DE RITZ-PROCESSO GERAL PARA QUALQUER CONTORNO

Técnica N.º 423 — L — 2-1975, p. 127 a 132

É aplicado à equação de Poisson bidimensional com condições na fronteira de Dirichlet a técnica da semi-discretização. Mostra que o sistema de equações diferenciais obtido permite uma formulação variacional equivalente. A solução do problema variacional pelo método de Ritz, reduz-se ao cálculo de um conjunto de funções que se exprimem explicitamente em termos de coordenadas de pontos sobre o contorno que limita o domínio da solução.

C. D. U. 621.317.34

J. M. VIEGAS GONÇALVES

IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS LINEARES POR AMOSTRAGEM FINITA NO DOMÍNIO DO TEMPO

Técnica N.º 423 — L — 2-1975, p. 133 a 140

Apresenta-se um método para identificação de funções características de sistemas descritos por equações diferenciais ordinárias lineares de coeficientes constantes a partir dum número finito de valores da resposta impulsiva tomados em pontos equidistantes no domínio do tempo.
Indica-se a estrutura dum programa para o cálculo automático dos polos e zeros da função característica a identificar a partir dos valores observados.
O método é aplicado à determinação experimental da função de transferência dum filtro LCR passa-baixo de ordem 5.

C. D. U. 551.501.:629.19:681.14

RODRIGO MARTINS E ISAURA MARTINS

CONVERSOR DIGITAL ANALOGO TEMPORAL

Técnica N.º 423 — L — 2-1975, p. 141 a 164

Ensaia-se a síntese de um pequeno computador especialmente projectado para controlar os movimentos de uma antena helicoidal, destinada à captação de fotografias meteorológicas enviadas pelo satélite «ESSA - 8».

Synopsis of articles published in «Técnica» n.° 423

L — February 1975

U. D. C. 621.317.34

J. M. VIEGAS GONÇALVES

LINEAR SYSTEM IDENTIFICATION BY FINIT SAMPLING IN TIME DOMAIN

Técnica N.° 423 — L — 2-1975, p. 133 a 140

This paper presents a method for characteristic function identification in systems which are described by sets of linear ordinary differential equations with constant coefficients, based on finit sampling in time domain of the system's impulse response.
The sctructure of a program used to compute the location of poles and zeros from the sampled values is described. The method is applied to the experimental determination of a fifth order LCR low pass filter transfer function.

U. D. C. 551.501:629.19:681.14

RODRIGO MARTINS e ISAURA MARTINS

ANALOG TO TIME DIGITAL CONVERTER

Técnica N.° 423 — L — 2-1975, p. 141 a 164

«It is diseussed the design of a special purpose computer, capable to control two movements of an helycoidal antena which receives meteorological photographies from ESSA - 8 satelyte».

U. D. C. 622.003

C. DINIS DA GAMA

BASIS FOR THE ECONOMIC ANALYSIS OF A MINING VENTURE

Técnica N.° 423 — L — 2-1975, p. 111 a 120

The economic analysis of mining prospects is conducted through the knowledge of a series of topics concerning information,evaluation and decision. The validity of each analysis depends upon the reliability of those forecasting activities.
In this paper, the need for obtaining reliable data, as well as for applying the available methods, both deterministic and probalilistic, of economic appraisal, and also to utilize decision criteria are underlined. Special emphasis is ascribed to computer simulation methods.
The interdisciplinary nature of this economic analysis is mentioned, although some aspects are characteristic of the Mining Industry.

U. D. C. 624.022.327.002.22:699.841

J. FERRY BORGES, A. RAVARA, J. PEREIRA e V. MONTEIRO

METHODOLOGY FOR SEISMIC STUDIES OF PREFABRICATED PANEL BUILDINGS

Técnica N.° 423 — L — 2-1975, p. 121 a 126

The agreement for the use of prefabricated panel buildings in seismic areas requires different kinds of studies in order to determine the major aspects of the seismic behaviour of the buildings. Such studies should concern: i) idealization of structural behaviour under horizontal loads; ii) linear nud non-linear seismic response; and iii) resistance and ductility of individual members and the whole structure. Suitable combination of analytical and experimental techniques should be used for studying these problems.
In the last ten years the Laboratório Nacional de Engenharia Civil (LNEC) has studied several prefabricated panel structures to be built both in Portugal and abroad. This paper briefly reports the experience of the LNEC in this field and describes the methodology that is being used.

U. D. C. 518.6

ALVARO BENTO LEAL

SOLUTION OF POISSON EQUATION BY RITZ METHOD. GENERAL PROCEDURE FOR ANY BOUNDARY

Técnica N.° 423 — L — 2-1975, p. 127 a 132

The straight line method is applied to bidimensional Poisson equition with Dirichet boundary conditions. It shows that the resulting system of differential equations allwos an equivalent variational statement. The solution of the variational problem by Ritz method is reduced to the calculation of a set of function which are closed forms in terms of the boundary point coordinates.

Publicações Recebidas

PUBLICAÇÕES PERIÓDICAS

— ANGOLA (TEMAS ECONÓMICOS)
Fundo de Comercialização

— ACTA TÉCNICA
Academie Scientiarum Hungaricae

— ANALYTICAL ABSTRACTS
Society for Analytical Chemistry

— ACEC REVUE
Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi

— ANALES DE MECANICA Y ELECTRICIDAD
Asociacion de Ingenieros Del I. C. A. I.

— ANAIS DO CLUBE MILITAR NAVAL

— ANNALES
Institut Technique du Batiment et des Travaux Publics

— AGROS
Associação dos Estudantes de Agronomia

— ACTA PHYSICA
Academiae Scientiarum Hungaricae

— BULLETIN DE LA CHAMBRE DE COMMERCE BELGE AU PORTUGAL

— BOLETIM DE MINAS
Direcção-Geral de Minas e Serviços Geológicos

— BOLETIM TRIMESTRAL DE INFORMAÇÃO
Direcção-Geral dos Serviços Hidráulicos — Ministério do Equipamento Social e do Ambiente

— BOLETIM DE INFORMAÇÃO ECONÓMICA
Banco Pinto de Magalhães

— (JORNAL OF) CHEMICAL EDUCATION
Division of Chemical Education of the American Chemical Society

— CRONACHE DI CHIMICA

— CEMENTO HORMIGÓN

— CORTIÇA
Instituto dos Produtos Florestais

— CPV RESINTOTES
Cray Valley Products Limited

— CIMENTO E CONCRETO
Associação Brasileira de Cimento Portland

— COLLECTION
Czechoslovak Academy of Sciences

— COURRIER CERN

— DYNA
Asociacion de Ingenieros Industriales de España

— ELECTRICAL COMMUNICATIONS
International Telephone and Telegraph Corporation

— ELECTRICIDADE
Empresa Editorial Electrotécnica Edel, Lda.

— FUNDIÇÃO
Associação Portuguesa de Fundição

— FINANCES ET DÉVELOPPEMENT
Fonos Monetaire Internationale et groupe de la Banque Mondiale

— GEOTECNIA
Revista da Sociedade Portuguesa de Geotecnia

— INDÚSTRIA PORTUGUESA
Associação Industrial Portuguesa

— ION
Sindicato Nacional de Indústrias Químicas

— INFORMATIONS ZEISS
Carl Zeiss

— LA INGENIERIA
Centro Argentino de Ingenieros

— LA HOUILLE
Sociéte Hydrotechnique de Frrance

— MACHINE TOOL REVIEW

— METALLURGIA AND METAL FORMING
National Association of Drop Forgers and Stampers

— ONU
Chronique Mensuelle

— L'OBSERVATEUR DE L'OCDE

— PLÁSTICOS
Grémio Nacional dos Indústriais de Composição e Transformação de Materiais Plásticos

— REVISTA DA FACULDADE DE CIÊNCIAS DE LISBOA
Universidade de Lisboa

— REVISTA DE OBRAS PÚBLICAS
Organo de los Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos

— RAIL INTERNATIONAL
Association Internationale ou Congrès des Chemins de fer et Union Internationale des Chemins de fer

— REVISTA DANFOSS

— REVISTA BP

— STET
Sociedade Técnica de Equipamentos e Tractores S. A. R. L.

PUBLICAÇÕES NÃO PERIÓDICAS

— MODELO DO SISTEMA URBANO À ESCALA DE ZONA URBANA
Laboratório Nacional de Engenharia Civil

— UTILIZAÇÃO DE MARCADORES NO ESTUDO E CONTROL DA POLUIÇÃO DAS ÁGUAS
Laboratório Nacional de Engenharia Civil

— EROSÃO CONTINENTAL — MODELAÇÃO MATEMÁTICA DO PROCESSO EROSIVO
Laboratório Nacional de Engenharia Civil

— FACTORES DETERMINANTES DAS DIFERENCIAÇÕES SALARIAIS INTER-INDÚSTRIAS
Gabinte de Planeamento do Ministério do Trabalho

— ANÁLISE DOS SALÁRIOS REAIS EM FRANÇA PORTUGAL E ALEMANHA
Gabinete de Planeamento do Minitério do Trabalho

— ESTATÍSTICA DAS INSTALAÇÕES ELECTRICAS EM PORTUGAL
Direcção-Geral dos Serviços Electricos — Ministério da Economia

— ECOULEMENT AVEC ÉCHANGE D'ÉNERGIE VIBRATIONELLE ET APPLICATION AU LASER ÉLECTRIQUE A CO_2
Office National D'Études et de Recherches Aérospatiales

— INFLUENCE DE LA VITESSE DE ROTACION D'UN DIFFUSEUR LISSE SUR LES PERFORMANCES D'UM COMPRESSEUR CENTRIFUGE
Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales

— CALCUL DES PARAMÈTRES MACROSCOPIQUES ET DES FONCTIONS DE DISTRIBUTION ÉLECTRONIQUES DANS LES PLASMAS DE Co_2 — N_2 — He
Office National O'Études et de Recherches Aérospatiales

— DÉTECTION ET DOSAGE DE No_1 No_2 ET ANO_3 DANS LA STRATOSPHÈRE
Office National D'Études et de Recherches Aérospatiales

— ÍNDICE TEMÁTICO 4 PEQUENAS E MÉDIAS EMPRESAS
Instituto Nacional de Investigação Indústrial

BIBLIOTECA DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA LISBOA

OFERTA

VICENTE FERREIRA E BRAZÃO FARINHA

TABELAS TÉCNICAS

técnica

REVISTA DE ENGENHARIA DA ASSOCIAÇÃO DOS ESTUDANTES DO INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO - LISBOA

7ª EDIÇÃO REVISTA E ACTUALIZADA

PREÇO 250.00

DESC. 10% AOS ASSINANTES

Publicidade com critério.

Anuncie na

técnica REVISTA DE ENGENHARIA